

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

CURSO DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA

BANCADA DE ENSAIOS PARA ACIONAMENTOS ELETROMECCÂNICOS

FRACIONÁRIOS ROTATIVOS

DISSERTAÇÃO SUBMETIDA À UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA

PARA OBTENÇÃO DO GRAU DE MESTRE EM ENGENHARIA MECÂNICA

ING. DAVID BURGOA PIMENTEL

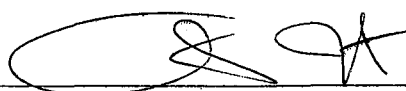
Florianópolis, março de 1996

BANCADA DE ENSAIOS PARA ACIONAMENTOS ELETROMECHANICOS
FRACIONÁRIOS ROTATIVOS

Ing. DAVID BURGOA PIMENTEL

ESTA DISSERTAÇÃO FOI JULGADA ADEQUADA PARA OBTENÇÃO DO TÍTULO DE
MESTRE EM ENGENHARIA

ESPECIALIDADE ENGENHARIA MECÂNICA, ÁREA DE CONCENTRAÇÃO FABRICAÇÃO
APROVADA EM SUA FORMA FINAL PELO PROGRAMA DE
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA



Prof. Carlos Alberto Martin, Dr.-Ing.

Orientador



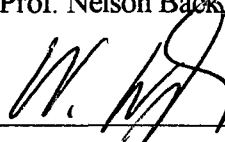
Prof. Antônio Fábio Carvalho da Silva, Dr.Eng.

Coordenador do curso

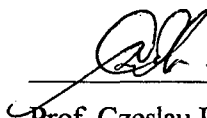
BANCA EXAMINADORA



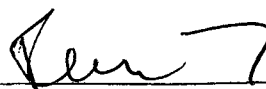
Prof. Nelson Back, Ph.D.



Prof. Walter Lindolfo Weingärtner, Dr.-Ing.



Prof. Czeslau Lubomiro Barczak, Dr.Eng.



Prof. Carlos Alberto Flesch, M.Sc.

DEDICATÓRIA

A DIOS

PADRE Y SEÑOR NUESTRO

A MIS PADRES

APOYO Y CONFIANZA

AGRADECIMENTOS

- **Ao CNPq pelo apoio financeiro.**
- **Ao Prof. Carlos Alberto Martin, pela orientação ao trabalho e pela paciência.**
- **Aos colegas de trabalho e aos meus estagiários José, Rangel e Eric do laboratório de Hardware GRUCON, pela colaboração nesta dissertação e sobre tudo pela amizade.**
- **À Eulália Kilian, pela força e apoio na conclusão do trabalho.**
- **A todos que de qualquer outra forma efetivamente colaboraram na realização deste trabalho.**

SUMÁRIO

DEDICATÓRIA	III
AGRADECIMENTOS.....	IV
SUMÁRIO	V
LISTA DE FIGURAS	X
LISTA DE TABELAS	XIII
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	XIV
RESUMO	XVI
ABSTRACT	XVII
1. INTRODUÇÃO.....	1
1.1 OBJETIVOS.....	5
1.2 REQUISITOS FUNDAMENTAIS	6
2. ESTADO-DA-ARTE DOS COMPONENTES DE UMA BANCADA DE ENSAIOS.....	7
2.1 ACIONAMENTOS ROTATIVOS FRACIONÁRIOS.....	7
2.1.1 FORMAS CONSTRUTIVAS DOS MOTORES	9
2.1.2 MOTORES CC.....	11
2.1.2.1 MOTORES CC COM SISTEMA ESCOVA-COMUTADOR.....	11
2.1.2.1.1 CLASSIFICAÇÃO E FUNCIONAMENTO	11
2.1.2.1.2 FORMAS CONSTRUTIVAS E EXEMPLOS DE APLICAÇÃO..	15
2.1.2.1.3 CARACTERÍSTICAS A SEREM CONSIDERADAS NOS	
ENSAIOS	17
2.1.2.2 MOTORES CC COMUTADOS ELETRONICAMENTE (<i>BRUSHLESS</i>) ...	17
2.1.2.2.1 FUNCIONAMENTO.....	17
2.1.2.2.2 FORMAS CONSTRUTIVAS E EXEMPLOS DE APLICAÇÃO..	19
2.1.2.2.3 CARACTERÍSTICAS A SEREM CONSIDERADAS NOS	
ENSAIOS	20
2.1.3 MOTORES DE PASSO.....	21
2.1.3.1 CLASSIFICAÇÃO E FUNCIONAMENTO	22

2.1.3.2 FORMAS CONSTRUTIVAS E EXEMPLOS DE APLICAÇÃO	26
2.1.3.3 CARACTERÍSTICAS A SEREM CONSIDERADAS NOS ENSAIOS	29
2.1.4 MOTORES CA.....	29
2.1.5 MOTORES UNIVERSAIS	30
2.1.6 MOTORES PIEZOELÉTRICOS	31
2.1.7 QUADRO COMPARATIVO GERAL DOS MOTORES FRACIONÁRIOS	32
2.1.8 <i>DRIVES</i> AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA.....	33
2.1.8.1 AMPLIFICADORES LINEARES	34
2.1.8.2 AMPLIFICADORES CHAVEADOS	35
2.1.8.2.1 AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS - PWM.....	36
2.1.8.2.2 AMPLIFICADOR CHAVEADO CHOPPER.....	38
2.2 SISTEMAS DE MEDIÇÃO	40
2.2.1 SENSORES DE POSIÇÃO	40
2.2.1.1 INTERRUPTORES ÓPTICOS.....	41
2.2.1.2 CODIFICADORES ÓPTICOS	41
2.2.1.3 <i>ENCODER A LASER</i>	45
2.2.2 SENSORES DE FREQUÊNCIA ROTACIONAL.....	46
2.2.2.1 TACÔMETRO	46
2.2.2.2 CODIFICADOR ÓPTICO INCREMENTAL	46
2.2.2.3 SENSOR FOTOELÉTRICO DE ROTAÇÃO	47
2.2.3 TRANSDUTORES DE TORQUE	48
2.2.3.1 TORQUÍMETROS MAGNÉTICOS DE EIXO ROTATIVO	49
2.2.3.2 TORQUÍMETROS COM EXTENSÔMETROS DE RESISTÊNCIA DE EIXO ROTATIVO	50
2.2.3.3 TORQUÍMETROS ÓPTICOS DE EIXO ROTATIVO.....	50
2.2.3.4 TORQUÍMETRO INDUTIVO DE EIXO CALIBRADO NÃO ROTATIVO.....	52
2.2.4 DISPOSITIVOS DE FRENAGEM	53
2.2.4.1 FREIO A PÓ MAGNETIZÁVEL	53
2.2.4.2 FREIO DE HISTERESE	54
2.2.5 SISTEMAS DE ENSAIO PARA MEDIÇÃO DE TORQUE DINÂMICO DE ACIONAMENTOS FRACIONÁRIOS ROTATIVOS (BANCADAS).....	55
2.2.5.1 FREIO A PÓ MAGNETIZÁVEL CALIBRADO COMO DINAMÔMETRO.....	55
2.2.5.2 DINAMÔMETRO FREIO - TORQUÍMETRO	56

2.2.5.3 SERVO DINAMÔMETRO CC	56
2.2.5.4 MÉTODOS INERCIAIS	57
2.3 PLACA DE COMANDO E AQUISIÇÃO DE SINAIS (INTERFACE MULTI E/S)	57
2.4 ANALISADOR DE SISTEMAS DE CONTROLE (CONTROL SYSTEMS ANALYSER- CSA).....	58
3. DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA DE ENSAIOS (BANCADA)	60
3.1 PROJETO CONCEITUAL	60
3.1.1 NECESSIDADES DO USUÁRIO	60
3.1.2 REQUISITOS DA QUALIDADE.....	61
3.1.3 CASA DA QUALIDADE	63
3.2 POSSÍVEIS DISPOSIÇÕES DOS TRANSDUTORES, CARGAS E ACIONAMENTOS	65
3.2.1 DISPOSIÇÕES COM TORQUÍMETRO DE EIXO NÃO ROTATIVO.....	65
3.2.1.1 DISPOSIÇÃO COM MOTOR IMOBILIZADO	65
3.2.2.1 DISPOSIÇÃO COM FREIO IMOBILIZADO	66
3.2.2 DISPOSIÇÃO COM TORQUÍMETRO DE EIXO ROTATIVO	67
3.2.3 COMPARAÇÃO DAS TRÊS DISPOSIÇÕES.....	68
3.3 PROJETO DOS COMPONENTES MECÂNICOS DA BANCADA.....	69
3.3.1 PROJETO DO CHASSI DA BANCADA	69
3.3.2 PROJETO DO MÓDULO SUSTENTADOR.....	70
3.3.3 PROJETO DO DISPOSITIVO DE INÉRCIA.....	72
4. ESTRUTURA ELETRO-ELETRÔNICA DA BANCADA.....	76
4.1 SELEÇÃO DOS COMPONENTES DA BANCADA.....	77
4.1.1 SISTEMA DE MONITORAMENTO DA CORRENTE FORNECIDA AO MOTOR	77
4.1.2 SISTEMA DE MEDIÇÃO DA FREQUÊNCIA ROTACIONAL	78
4.1.3 SISTEMA DE MEDIÇÃO DE TORQUE	78
4.1.4 INTERFACE MULTI E/S	79
4.1.5 TRANSDUTOR DE POSIÇÃO ANGULAR	81
4.1.6 FREIO, SISTEMA DE CARGA ESTÁTICA.....	82
4.1.7 ANALISADOR DINÂMICO	85
4.1.8 CAIXA DE CONEXÕES.....	85

4.1.9 ACIONAMENTO SELECIONADO PARA OS ENSAIOS INICIAIS E VALIDAÇÃO DA BANCADA DE ENSAIOS.....	88
4.1.10 FONTE/ <i>DRIVE</i> AMPLIFICADORA DE POTÊNCIA PARA OS ACIONAMENTOS	89
4.2 ADAPTAÇÃO DO <i>DRIVE</i> DO FREIO PARA COMANDO REMOTO	89
5. PROCEDIMENTOS PARA ENSAIOS NA BANCADA.....	96
5.1 INTRODUÇÃO.....	96
5.2 ENSAIO PARA A OBTENÇÃO DA CURVA TORQUE vs. FREQUÊNCIA ROTACIONAL.....	96
5.2.1 PROCEDIMENTOS PARA REALIZAR O ENSAIO	97
5.2.2 PROCEDIMENTOS INICIAIS.....	97
5.2.3 PROCEDIMENTOS DE ENSAIO.....	99
5.2.4 PROCEDIMENTOS FINAIS.....	101
5.2.5 EXEMPLO DE APLICAÇÃO PARA MOTOR CC	101
5.3 ENSAIO PARA A OBTENÇÃO DA CONSTANTE DE TENSÃO.....	104
5.3.1 PROCEDIMENTOS PARA REALIZAR O ENSAIO	104
5.3.2 PROCEDIMENTOS INICIAIS.....	104
5.3.3 PROCEDIMENTOS DE ENSAIO.....	105
5.3.4 EXEMPLO DE APLICAÇÃO	106
5.4 ENSAIO PARA A OBTENÇÃO DA CONSTANTE DE TORQUE	109
5.4.1 PROCEDIMENTOS PARA REALIZAR O ENSAIO	110
5.4.2 PROCEDIMENTOS INICIAIS.....	110
5.4.3 PROCEDIMENTOS DE ENSAIO.....	110
5.4.4 PROCEDIMENTOS FINAIS.....	112
5.4.5 EXEMPLO DE APLICAÇÃO	112
5.4.6 ALTERNATIVAS DE ENSAIO	115
5.5 ENSAIO PARA A OBTENÇÃO DA CONSTANTE DE TEMPO MECÂNICA.....	115
5.5.1 PROCEDIMENTOS PARA REALIZAR O ENSAIO	116
5.5.2 PROCEDIMENTOS INICIAIS.....	116
5.5.3 PROCEDIMENTOS DE ENSAIO.....	117
5.5.4 ALTERNATIVAS DE ENSAIO	121
5.6 ENSAIO PARA A OBTENÇÃO DA CONSTANTE DE TEMPO ELÉTRICA	122

5.6.1 PROCEDIMENTOS PARA REALIZAR O ENSAIO	123
5.6.2 ALTERNATIVAS DE ENSAIO	125
6. CONCLUSÕES E SUGESTÕES	126
6.1 CONCLUSÕES	126
6.2 SUGESTÕES DE FUTUROS TRABALHOS	128
 ANEXO 1. EXEMPLO DE UTILIZAÇÃO DOS CONTADORES DA INTERFACE MULTI E/S, PARA MEDIÇÃO DAS ROTAÇÕES DE UM ACIONAMENTO COM ENCODER.....	 131
1. Análise da medição das baixas rotações do acionamento.....	132
1.1. Determinação da incerteza da rotação e da resolução das rotações para o método 1.	138
2. Análise da medição das altas rotações do acionamento.	141
2.1. Determinação da incerteza da rotação e da resolução das rotações para o método 2.	145
3. Conclusões.	145
 ANEXO 2. CALCULO DAS INÉRCIAS DOS COMPONENTES DO DISPOSITIVO DE INÉRCIAS	 147
1. Momentos de inércia	147
2. Momento de inércia do eixo com um extremo de 10 mm de diâmetro.....	149
3. Momento de inércia do eixo com um extremo de 5 mm de diâmetro.....	151
4. Momento de inércia da porca contra desparafusamento.	153
5. Momento de inércia do disco base B1.	153
6. Momento de inércia do disco base B2.	155
7. Momento de inércia do disco base B5.	156
8. Momento de inércia do disco auxiliar A1.....	157
9. Momento de inércia do disco auxiliar A2.....	158
10. Momento de inércia do disco auxiliar A5.....	158
11. Momento de inércia do disco auxiliar A10.....	159
12. Determinação do momento de inércia do acoplamento fleixe de discos elásticos.	159
 BIBLIOGRAFIA	 162

LISTA DE FIGURAS

- FIG.1.01 Classes de acionamentos elétricos rotativos.
- FIG.1.02 Diagrama de blocos do sistema de ensaio.
- FIG.2.01 Classificação de motores elétricos rotativos fracionários (Martin 1995).
- FIG.2.02 Esquema simplificado de alguns tipos construtivos de motores. a) convencional; b) rotor alongado; c) rotor externo ; d) rotor tipo copo ; e) rotor tipo disco; f) motor torquer; g) motor tipo anel.
- FIG.2.03 Características dos motores Paralelo (Bahniok 1989).
- FIG.2.04 Características dos motores Série (Bahniok 1989). a) Motor Série. b) Motor *Split Field*.
- FIG.2.05 Características dos motores Série/Paralelo (Bahniok 1989)
- FIG.2.06 Características típicas de um motor de imã permanente.
- FIG.2.07 Rotor cilíndrico ou de copo dos motores *coreless* (Electro-Craft 1989).
- FIG.2.08 Rotor de disco tipo circuito impresso dos motores *coreless* (Electro-Craft 1989).
- FIG.2.09 Diferenciações construtivas a) motores CC convencionais (escova-comutador) e b) do tipo *brushless* (Bahniok 1989).
- FIG.2.10 Esquema básico a) motores convencionais e b) do tipo *brushless*.
- FIG.2.11 Motor de passo de ímãs permanentes em quatro situações diferentes de energização das bobinas.
- FIG.2.12 Motor de relutância variável.
- FIG.2.13 Motor de passo híbrido.
- FIG.2.14 Forma do fluxo nos motores normais e nos aperfeiçoados. Com os ímãs entre os dentes, os aperfeiçoados dobram o torque de pico acima dos 100 passos/s.
- FIG.2.15 a) Motor de passo tipo disco. O esquema apresenta dois enrolamentos, um para cada fase (Bahniok 1989). b) Rotor de um motor de baixa ondulação de torque.
- FIG.2.16 Porcentagem de ondulações de torque por motores. Motores convencionais de núcleo de ferro possuem $\pm 4\%$ de ondulação de torque. Motores de núcleo de ferro de baixa ondulação de torque possuem $\pm 1.5\%$. Entretanto os motores de discos possuem uma ondulação virtualmente nula (Bahniok 1989).
- FIG.2.17 Motores de disco mantém um torque quase constante sobre diversos valores de frequência rotacional de operação (Bahniok 1989).
- FIG.2.18 Valores nos quatro modos de operação do *drive* (Gross 1983).
- FIG.2.19 Configuração básica de amplificadores de potência: a) tipo ponte H. b) tipo par complemento T (Electro-Craft 1989).

FIG.2.20 Formas de onda de tensão em amplificadores chaveados. PWM, PFM, SCR respectivamente (Electro-Craft 1989).

FIG.2.21 Relação existente entre a corrente e a tensão em um sistema de controle PWM (Gross 1983).

FIG.2.22 Diagrama básico da ponte do circuito do amplificador transistorizado PWM, onde T1 e T3 estão ativados. (Gross 1983).

FIG.2.23 Circuito simplificado, tensão e corrente, característico dos *drives* PWM de frequência ajustável (Bahniok 1989). Forma de onda senoidal dentada da corrente produzido mediante um adequado chaveamento do amplificador PWM (Moczala 1979).

FIG.2.24 Amplificador chaveado Chopper (Lichtblau 1988).

FIG.2.25 Interruptor óptico.

FIG.2.26 Componentes básicos de codificadores ópticos. a) Translativos, escalas optoeletrônicas (Ernest 1988) b) Rotativos (Heidenhain 1994).

FIG.2.27 Codificador óptico absoluto.

FIG.2.28 Codificador óptico incremental transparente (Schneider 1993).

FIG.2.29 Codificador óptico incremental reflexivo (Schneider 1993).

FIG.2.30 Codificador óptico incremental, mostrando as sinais em quadratura e uma inversão no sentido do movimento.

FIG.2.31. Esquema do princípio básico de operação do *encoder* LASER (Canon catálogo).

FIG.2.32 Tacogeradores. a) Tacogerador CC com imãs permanente. b) Tacogerador CA (Doebelin 1990).

FIG.2.33 Sensor fotoelétrico de rotação (Teldix 1990).

FIG.2.34 Deslocamento angular θ no eixo circular mediante a carga aplicada (Kordik 1987).

FIG.2.35 Eixo torcional carregado. Apresentam-se as superfícies em compressão e tração (Kordik 1987).

FIG.2.36 Esquema do circuito transformador diferencial linear.

FIG.2.37 Esquema simplificado da ponte diferencial para os extensômetros de resistência (Kordik 1987).

FIG.2.38 Transdutor óptico digital: os trens de pulsos mudam de acordo ao deslocamento angular do eixo (Design Engineering 1989).

FIG.2.39 Transdutor analógico óptico: a deformação angular do eixo varia a área das janelas (Design Engineering 1989).

FIG.2.40 a) Sensor de torque (Teldix 1990) b) Esquema construtivo.

FIG.2.41 Esquema do freio a pó magnetizável.

FIG.2.42 Relação torque vs. frequência rotacional, do freio de pó magnetizável.

Tabela 4.02. Tensão de alimentação ao freio para as diferentes posições do potenciômetro.

Tabela 4.03. Corrente fornecida ao freio em função das diferentes posições do potenciômetro.

Tabela 4.04. Ligação dos sinais do encoder ROD 420B com o conector Sub D9 da caixa de conexões.

Tabela 4.05. Valores dos componentes do circuito do *drive* do freio.

Tabela 4.06. Corrente fornecida ao freio em função das diferentes tensões de referência da Interface Multi E/S

Tabela 5.01 Tabela com os dados do ensaio da FIG.5.02.

Tabela 5.02 Dados do ensaio do gráfico da FIG.5.04.

Tabela 5.03 Dados do ensaio do gráfico da FIG.5.06.

Tabela 6.01 Matriz de comparação entre os valores obtidos pela bancada e os apresentados pelo fabricante.

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AT	<i>Advanced Technology</i>
A/D	Analogico para Digital
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Continua
CSA	<i>Control Systems Analyser</i>
D/A	Digital para Analogico
E/S	Entrada Saida
GPIB	<i>General Purpose Interface Bus</i>
I/O	<i>Input Output</i>
IEEE	<i>Institute of Electrical Electronic Engineer</i>
IGBT	<i>Insulate Gate Bipolar Transistor</i>
LASER	<i>Light Amplification by Stimulated Emission of Radiation</i>
LSB	<i>Last Significant Bit</i>
LVDT	<i>Linear Variable Differential Transformers</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
PC	<i>Personal Computer</i>
PFM	<i>Pulse Frequency Modulation</i>
PM	<i>Permanent Magnet</i>

PWM	<i>Pulse Width Mochulation</i>
QFD	<i>Quality Function Deployment</i>
SCR	<i>Silicon Controlled Rectifier</i>
VR	<i>Variable Reluctance</i>
WS	<i>Wave Shaping</i>

RESUMO

Para o projeto de aplicação adequada de acionamentos fracionários a instrumentos, aparelhos, pequenas máquinas etc, é necessário conhecer-se muito bem o comportamento estático e, sobretudo, o dinâmico dos mesmos, possibilitando um perfeito casamento das características do acionamento às da carga. Para o cálculo dos acionamentos são requeridas informações que nem sempre constam adequadamente das folhas de dados dos produtos, especialmente nos casos de se combinar componentes de diversas origens e ao se desenvolver soluções de acionamentos novas. Por exemplo, necessitam-se das curvas torque x rotação, da resposta de aceleração, frequência rotacional, posição e de grandezas elétricas.

Para tal é importante dispor-se de um sistema de ensaio - bancada de instrumentação - que permita ensaiar toda uma gama de acionamentos com suas etapas de eletro-eletrônica, acoplando-lhes os diferentes tipos de carregamentos mecânicos (atrito, inércia, formas combinadas e diversos valores) além de acoplar-lhes ainda os convenientes sensores para medição de torques, rotação, posição.

A bancada propriamente dita consta de dispositivos mecânicos de suporte e alinhamento em vários graus de liberdade permitindo fácil acoplamento e descolamento de cada um dos módulos mecânicos, como motor, cargas (freio, inércias), torquímetro, transdutor de posição e/ou tacogerador; computador para aquisição de dados, geração de comandos para motor, freio, etc.; unidades eletrônicas para torquímetro, freio, motor; analisador dinâmico; etc.

Para maior conforto o computador permite automatizar os ensaios repetitivos, por exemplo no controle de qualidade da produção.

ABSTRACT

For the appropriate design and application of fractionary motor-drives to instruments, equipments and small machines, it is necessary to know very well their static and dynamic behavior, making it possible a perfect match between the motor-drive characteristics and the charge. For the calculation of the motor-drives, it is requested information that is not always presented appropriately on the product's data sheets, especially when it is necessary to match components of several sources and develop solutions of new motor-drives. For instance, there is the requirement of torque vs. rotation curves characteristics, the acceleration, velocity and positioning responses and also of electrical measurements like current and power.

So it is important to arrange a test bench that allows one to evaluate the whole variety of motor-drives with their stages of electro-electronic, coupling different kinds of mechanical loads like friction, inertia, combined forms and of a wide range of values, besides coupling the suitable sensors to measure torque, rotation, position, etc..

The mechanics of the test system consists of a number of devices for support and alignment in several degrees of freedom, providing an easy coupling and uncoupling of each one of the mechanical modules, like motor, loads (friction, inertias), torquemeter, encoder and tachometer. It also includes a computer for data acquisition, motor and load command generation and electronic units for torquemeter, load system, motor, dynamic analyser, etc..

To make testing more comfortable the computer allows one to automate the repetitive tests like in the production quality control.

1. INTRODUÇÃO

Os motores elétricos desde sua concepção, encontram-se amplamente difundidos nos mais diversos ramos econômicos. Sua função é a de realizar um movimento circular ou linear segundo o tipo de motor utilizado no aplicativo. Movimenta cargas dinâmicas (inércias), cargas estáticas e/ou combinadas.

Observa-se, na prática, que dentre a grande maioria dos equipamentos de acionamentos fabricados e utilizados comercialmente encontram-se claramente definidas as seguintes classes:

PRIMEIRA CLASSE. Acionamentos considerados de potência sub-fracionária* com torques menores que frações de Nmm. São os chamados micro-motores, exemplos são os motores de relógios de pulso e motores realizados em silício. Enquadram-se na chamada “micromecânica”.

- **SEGUNDA CLASSE.** Acionamentos também considerados de potência sub-fracionária mas com torques que variam desde frações de Nmm até dezenas de Nmm. Nesta classe encontram-se os motores de pequenos brinquedos, pequenos aparelhos de som, vídeo, relógios, etc. Enquadram-se nas aplicações de mecânica fina e mecânica de precisão.

TERCEIRA CLASSE. Acionamentos de potência fracionária, com torques que variam desde unidades até centenas de Ncm, cujo interesse na sua concepção é a precisão e a dinâmica. Os ramos econômicos que empregam enormes quantidades destes acionamentos são os mais variados enquadrando-se via-de-regra nas aplicações de mecânica fina. Exemplifica-se a indústria de veículos (automobilística, aeroespacial), eletrodomésticos (especialmente áudio e vídeo), informática (especialmente periféricos como impressoras, acionadores de discos, fitas, em *plotters* e escaneadores de imagens) na automação industrial (instrumentos de posicionamento, de medição e registro, máquinas e manipuladores de pequeno e médio porte), uso industrial (ventiladores, sistemas de bombeamento de diferentes fluidos na indústria química, alimentícia). Além disso, representam uma classe de acionamentos especiais de alta dinâmica e raramente passam dos 200 Ncm (Martin 1994).

- **QUARTA CLASSE.** Acionamentos considerados de potência supra-fracionária, com torques que variam desde unidades até centenas de Nm. Encontram seus aplicativos em furadeiras, nos

* Potência fracionária equivale a frações de 1 HP. (1/2, 3/4, ...) ou 1 kW. Contudo, ainda são considerados motores fracionários até 5 HP ou aproximadamente 5 kW.

posicionadores de máquinas - ferramenta, como fresadoras, tornos, centros de usinagem, etc. São acionamentos que utilizam outras tecnologias e onde começa a ter maior interesse o rendimento.

- QUINTA CLASSE. Acionamentos também considerados de potência supra-fracionária, mas com torques maiores à centenas de Nm. São os chamados mega-motores. Exemplos são os motores de trens elétricos. Enquadram-se na chamada mecânica pesada

Na FIG.1.01 é apresentada a faixa de torque de operação dos acionamentos das respectivas classes e potências.

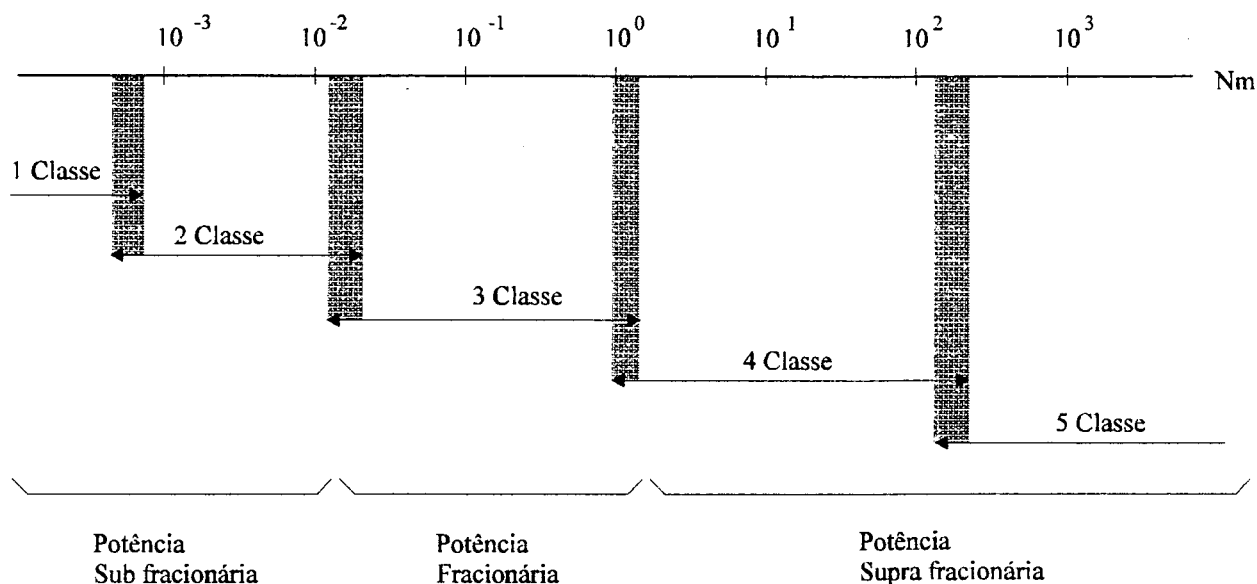


FIG.1.01 Classes de acionamentos elétricos rotativos.

Para o desenvolvimento de aplicações de acionamentos elétricos rotativos fracionários é necessário conhecer-se perfeitamente seus parâmetros característicos bem como, através de curvas, o comportamento estático e sobretudo o dinâmico dos mesmos.

O conhecimento e/ou determinação destes parâmetros, junto com apoio de *softwares* de cálculo e simulação, permitirá adequar os acionamentos otimamente às soluções integradas, específicas aos equipamentos hospedeiros enquadrados nos vários ramos de aplicação já mencionados.

Contudo, surgem complicações no projeto de aplicação do acionamento, quando tais informações nem sempre constam adequadamente nas folhas de dados dos produtos, gerando dificuldades intransponíveis, especialmente nos casos de se combinarem componentes de diversas origens e

baseados em normas diferentes. Características importantes para o projeto de sistemas de alta dinâmica são a resposta no tempo para controle da frequência rotacional e aceleração, dados que geralmente não estão presentes.

Além disso, mostra a experiência, existe também o problema de alguns acionamentos simplesmente não atingirem as especificações apresentadas nos respectivos catálogos, o que dificulta a adequação.

Para verificar a adequação e determinar se o comportamento dos acionamentos é adequado, numa primeira instância pode-se pensar em analisar os acionamentos na própria aplicação, colocar diversos sensores de posição, frequência rotacional, torque, tensão, corrente, e realizar os ensaios, procedimento que sem dúvida é uma possível solução. Entretanto, por ser específico, o resultado é restrito à própria aplicação, o que limita seu campo de ação. Esta disposição é inviável se o que se requer é a automação do padrão da qualidade numa linha de produção. Porém, deve-se optar por um outro sistema de ensaios mais genérico e que permita atender as necessidades expostas.

No estado atual de desenvolvimento do Brasil pode-se constatar que nas indústrias e instituições existem os aparelhos e um amplo conhecimento sobre os ensaios estáticos para determinação dos parâmetros e curvas características dos acionamentos supra-fracionários, por serem de construção simples e amplamente utilizados durante anos. Mas para acionamentos fracionários e sub-fracionários perdura aqui uma lacuna na forma de realizar os testes e uma crescente necessidade em ensaiá-los quanto a sua dinâmica. Contudo não podem ser ensaiados nas bancadas existentes, pois estas apresentam muita inércia com a qual mascaram os resultados.

Além disso especialmente acionamentos rotativos fracionários são utilizados em quantidades verdadeiramente descomunais e mesmo assim a tendência de aplicação é fortemente crescente *. Observa-se também que estes acionamentos apresentam atualmente grande variedade de concepções. É muito difícil prever, por enquanto, os limites desta evolução, tanto no que tange a quantidades e tipos, quanto ao contínuo aparecimento de novas aplicações e gradual eliminação de concepções tradicionais.

Paralelamente observam-se exigências crescentes dos usuários em termos de ótima resposta dinâmica (alta aceleração, movimento uniforme mesmo em baixas rotações), baixo atrito, pequeno peso próprio

* Como exemplo, já há vinte anos atrás o valor de produção de motores abaixo de 375 W (1/2 HP), apenas na Republica Federal de Alemanha, atingia a cifra de 1 bilhão de marcos (Martin 1994).

e também de alta confiabilidade e durabilidade, devendo tudo isto estar disponível a custos cada vez mais pressionados por um grande mercado fornecedor fortemente competitivo.

Já os acionamentos sub-fracionários, por não se enquadrarem, atualmente, nas prioridades identificadas, não são considerados no projeto. Também não poderão ser ensaiados numa bancada para acionamentos fracionários, pois precisariam de dispositivos de medição adequados, freio para gerar carga dentro da faixa de funcionamento, acoplamentos suficientemente leves e discos de inércia reduzida. Tais motivos impossibilitam completamente o ensaio na bancada para acionamentos fracionários, de motores sub-fracionários.

Porém, considerando as posições expostas e com os objetivos de realizar testes e ensaios para determinação dos parâmetros e curvas características, trabalhar no aperfeiçoamento das características específicas requeridas, desenvolver acionamentos eletromecânicos rotativos, bem como para a apresentação didática laboratorial e para a certificação da qualidade na produção de componentes e sistemas na área de acionamentos, foi desenvolvido um sistema para ensaio sobre acionamentos de potência fracionária correspondentes à terceira classe.

O **sistema de ensaio**, por meio de dispositivos de carregamento, medição, instrumentação e automação, permite a determinação do comportamento dinâmico dos acionamentos em teste, nas formas de sua resposta em frequência e resposta transiente durante os processos de aceleração, desaceleração, acoplamento e desacoplamento de carregamento mecânico. Possibilita ainda a determinação de parâmetros e curvas características estáticas em função do tipo de carregamento aplicado, como cargas inerciais sem atrito, cargas de atrito viscoso com inércia desprezível e/ou combinações destas. O sistema de ensaio deve reproduzir convenientemente as condições reais nas quais o acionamento será utilizado. Ensaando-o desta maneira pode-se assegurar que o funcionamento no aplicativo será ótimo, possibilitando um projeto com perfeito casamento das características do acionamento com as da carga.

Dito sistema de ensaio dispõe da instrumentação necessária para obter as curvas rotação vs. torque, utilizando um torquímetro e um tacômetro. A resposta no tempo (transiente) da posição, frequência rotacional e aceleração é obtida utilizando-se um *encoder* e/ou tacogerador. Constantes características dos acionamentos como constante de torque, constante de tensão, constante de tempo elétrica e mecânica, exigem adicionalmente um amperímetro, um voltímetro e uma fonte de alimentação. Já para

a obtenção da resposta em frequência do acionamento, é utilizado adicionalmente um equipamento especial para análise de sistemas dinâmicos de controle.

Para gerenciar de forma automática as aquisições e os comandos do sistema de ensaios, a instrumentação deverá ser interfaciada ao computador. Um diagrama de blocos geral é apresentado na FIG.1.02.

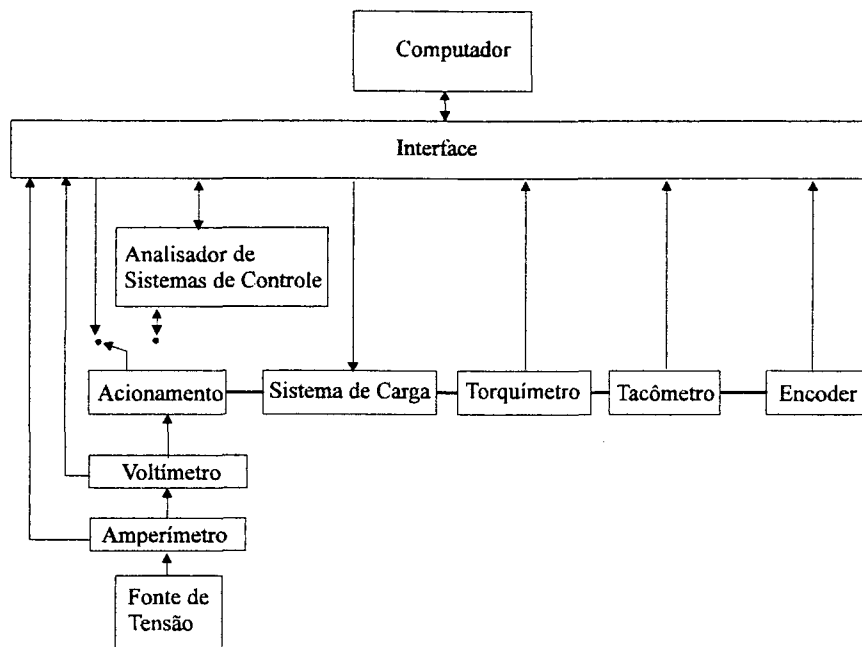


FIG.1.02 Diagrama de blocos do sistema de ensaio.

Pelo exposto a bancada do sistema de ensaios é ela própria uma aplicação de mecânica fina / mecânica de precisão.

1.1 OBJETIVOS

Expostas as necessidades, o objetivo é conhecer através dos parâmetros e curvas características o comportamento estático e dinâmico dos acionamentos.

Para atingir tais objetivos o SISTEMA DE ENSAIO consta de uma BANCADA DE ENSAIO, que permite realizar os testes necessários dos acionamentos e seus dispositivos eletro-eletrônicos através do acoplamento dos diferentes tipos de carregamentos mecânicos (atrito, inércia, formas combinadas e diversos valores) e dos sensores convenientes para a medição das grandezas envolvidas. Estes ensaios podem ser feitos pelo usuário ou pelo fabricante dos acionamentos.

A concepção da bancada tem ainda um objetivo educacional, isto é, transferir conhecimentos sobre aplicações e funcionamento de acionamentos, tipos de ensaios que se realizam, funcionamento e aplicabilidade dos diferentes transdutores e seus respectivos condicionadores de sinal, forma de aquisição de sinais e processamento de dados. Para atender a este objetivo, a bancada deve ser didática.

Os passos do projeto para alcançar os objetivos mencionados são: estudo do estado-da-arte; projeto mecânico da bancada, projeto dos módulos de fixação e suporte; fabricação e montagem; interfaceamento da bancada com o computador mediante uma placa de aquisição de dados e controle; realização de um programa gerenciador para testar o interfaceamento.

1.2 REQUISITOS FUNDAMENTAIS

Os módulos de fixação e suporte deverão garantir a máxima flexibilidade e simplicidade operacional para permitir a montagem das diversas variantes de ensaios resultantes da combinação de acionamentos em teste, elementos de carregamento mecânico e transdutores para as diversas grandezas mecânicas e elétricas. Estes dispositivos mecânicos deverão ser especialmente projetados para que as freqüentes trocas dos elementos e acoplamentos dos respectivos eixos sejam rápidas e seguras. Desta maneira os modos de operação em sistemas de controle em malhas aberta e fechada, (controle de posição, freqüência rotacional e/ou torque), possam ser facilmente configurados. Estes módulos deverão permitir vários graus de liberdade para conseguir centrar os dispositivos numa mesma linha axial. A movimentação para cada grau de liberdade deverá ser realizada por parafuso e porca para conseguir deslocamentos contínuos e de passo constante.

Por sua vez, a construção mecânica deverá ser robusta garantindo efetivo amortecimento das vibrações induzidas pelos acionamentos dentro da faixa de potência prevista.

A integração do computador ao sistema de teste leva em conta, sobretudo, nas exigências de fabricantes de acionamentos, como: a execução programada de testes com processamento automático dos sinais dos transdutores de medição e geração de protocolos, a execução interativa com o operador de séries de ensaios sistemáticos sob coordenação do computador, comparações programáveis entre resultados de ensaios e respectivos valores previstos em normas. Com o interfaceamento do computador com o sistema de teste pode-se atingir um alto padrão de qualidade na linha de produção e realizar os ensaios com uma considerável rapidez e confiabilidade.

2. ESTADO-DA-ARTE DOS COMPONENTES DE UMA BANCADA DE ENSAIOS

2.1 ACIONAMENTOS ROTATIVOS FRACIONÁRIOS

Um **acionamento** consta de um motor integrado ou não a uma eletrônica associada para seu funcionamento (*drive* amplificador de potência ou *drive* para comutação eletrônica) e eventuais dispositivos de medição de frequência rotacional e/ou posição como: tacogerador, *resolvers* ou *encoders*. O **motor** é composto de um estator fixo a uma carcaça e um rotor que gira concêntrico a este. O funcionamento do motor eletromagnético está baseado no princípio da interação entre dois campos magnéticos, um deles produzido no estator e o outro no rotor, um é fixo e o outro é móvel, de maneira que o rotor gira no sentido do movimento do campo magnético pelo fenômeno físico da atração magnética. Já num motor eletrostático, que utiliza materiais piezoelétricos, o princípio de funcionamento está baseado na interação de cargas elétricas, de maneira que o giro do rotor é devido ao fenômeno físico da atração das cargas elétricas positivas com as negativas (ver item 2.1.6).

Os acionamentos que podem ser do tipo conectado diretamente à fonte de energia elétrica (rede, bateria, pilha, etc.) ou alimentado por circuitos eletrônicos de comando e controle **FIG.2.01**, cumprem a função de interface entre o sistema elétrico e o sistema mecânico. No fluxo de energia eles são os conversores de energia elétrica em energia mecânica e vice-versa. No fluxo de informações, eles convertem as informações de comando que vêm na forma de grandezas elétricas de corrente e/ou tensão, em grandezas mecânicas de torque (ou força), frequência rotacional e/ou deslocamento.

Para que se estabeleça o fluxo de energia, o acionamento está ligado de um lado à rede de energia elétrica, e do outro lado ao sistema mecânico, também denominado carga mecânica ou simplesmente carga.

Os grandes avanços de desenvolvimento de acionamentos fracionários são consequência, principalmente, do aparecimento de novos e poderosos materiais magnéticos, de novos tipos aperfeiçoados de componentes eletrônicos (de potência e da microeletrônica) e sensores e de grandes avanços na área de comando e controle.

As exigências dos usuários implicam, em parte, em um continuado desenvolvimento dos próprios acionamentos, cada vez mais sofisticados. Modernamente, os acionamentos e as aplicações específicas formam sistemas integrados.

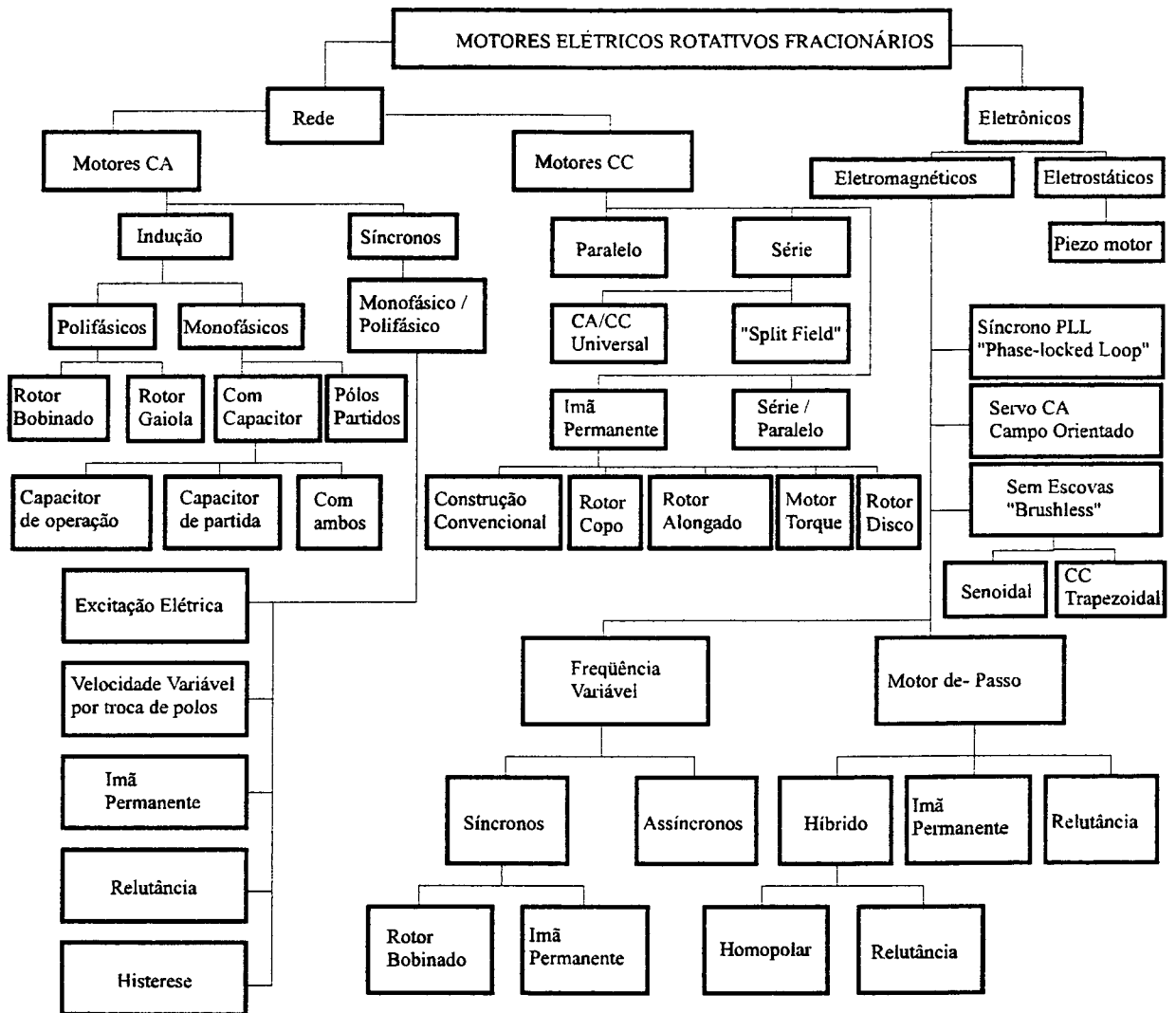


FIG.2.01 Classificação de motores elétricos rotativos fracionários (Martin 1995).

Dentre as linhas de pesquisa dos laboratórios da UFSC e especialmente no GRUCON-LHW, os motores fracionários encontram-se em aplicações nos mais diversos sistemas de automização desenvolvidos.

2.1.1 FORMAS CONSTRUTIVAS DOS MOTORES

Um objetivo permanentemente perseguido é a minimização da inércia própria dos motores. Alguns tipos construtivos de motores apresentam comportamento dinâmico superior aos demais.

O rotor construído em forma de disco de material plástico, com as bobinas realizadas em forma de circuito impresso é uma possibilidade de se conseguir reduzir a inércia própria. Outra possibilidade é o rotor construído de forma fina e alongada, pois a inércia é proporcional à quarta potência do diâmetro. Há ainda os motores sem ferro no rotor, os chamados *Coreless*, nos quais somente as bobinas se movem, permanecendo estáticas as partes de ferro do circuito magnético. A FIG.2.02 mostra esquematicamente os tipos construtivos básicos de motores.

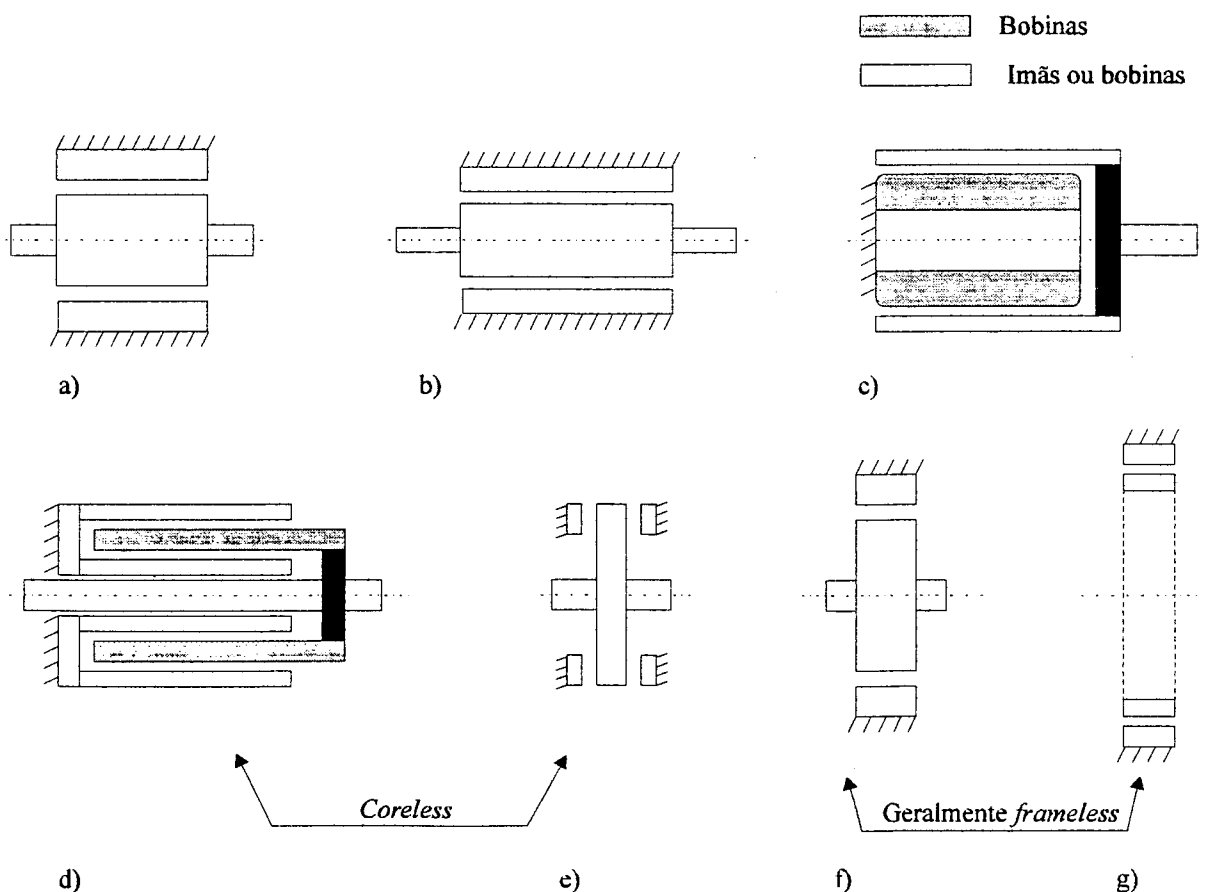


FIG.2.02 Esquema simplificado de alguns tipos construtivos de motores. a) convencional; b) rotor alongado; c) rotor externo ; d) rotor tipo copo ; e) rotor tipo disco; f) motor torquer; g) motor tipo anel.

Rotor do tipo disco e copo são os chamados diamagnéticos e/ou paramagnéticos devido ao tipo de material utilizado (cobre, alumínio, plástico). Também são conhecidos como *coreless ou ironless* (sem núcleo de ferro), apresentam baixíssima inércia própria e, por conseguinte, são utilizados em aplicações onde se necessita acelerar/frear muito rapidamente a carga.

Motores dos tipos torquer e anel, geralmente, não apresentam uma carcaça, são os chamados *frameless*. Estes são montados diretamente no aplicativo, por exemplo, num posicionador, o estator do motor é montado no chassi do posicionador e o rotor diretamente no próprio eixo do fuso.

A Tabela 2.01 mostra as diferentes formas construtivas apresentadas pelos diversos motores fracionários rotativos em forma geral.

Tipos de motores			Formas construtivas								
			Conven- cional	Rotor Alongado	Coreless Diamagnéticos Paramagnéticos		Frameless		Rotor externo	Bobinas Coaxiais	Unipolar
					Disco	Copo	Torquer	Anel			
CC	Com escovas	Elétrico	X								
		PM	X	X	X	X	X	X			
	Brushless		X	X	X		X	X	X		
CA	Síncrono		X								
	Assíncronos	Trifásico	X		X						
		Monofásico	X						X		
Universal			X								
De passo	PM		X	X	X					X	X
	Relutância		X	X							
	Híbrido		X	X							
Piezo								X			

Tabela 2.01 Formas construtivas apresentadas pelos diversos tipos de motores rotativos fracionários.

INFLUÊNCIA DOS IMÃS NOS MOTORES PM (*Permanent Magnets*)

Segundo Bahniok 1989, acredita-se que o mais importante avanço na tecnologia dos motores PM foi na introdução dos imãs de terras raras em meados do ano 1970. O samário-cobalto, e o *neodímio-ferro-boro*, estão substituindo os materiais *Alnico* e *Ferrite* em muitos motores.

Imãs de terras raras utilizados em motores pequenos aumentam cerca de 50 % o torque em comparação a motores com materiais convencionais da mesma dimensão. Isto permite que tais pequenos motores substituam o trabalho de grandes e caras unidades convencionais. Valores típicos de torque para motores CC com escovas e sem escovas utilizando imãs de terras raras situam-se na faixa de 5 Ncm a 6 kNm.

A relação torque/inércia para motores *brushless* com ímãs de terras raras excede a relação dos motores *brushless* convencionais em torno de 250 % a 800 %. De uma forma similar a relação torque/peso supera a dos tipos convencionais em torno de 40 % a 90 % e a relação potência/peso é cerca de 50 % a 200 % maior (Bahniok 1989).

Devido à melhor dinâmica própria dos motores CC e por serem de fácil comando e controle, estes são os mais utilizados para as aplicações expostas no Capítulo 1. Sendo pois os de maior interesse, segue-se um maior aprofundamento do estado-da-arte para motores CC.

2.1.2 MOTORES CC

Os motores CC apresentam uma série de vantagens úteis na automação e controle de sistemas. A frequência rotacional dos motores CC pode ser ajustada desde zero até a máxima possível sem um circuito de chaveamento da potência. Uma característica típica dos motores CC é a alta dinâmica, por terem uma rápida resposta a variações dos sinais de comando.

2.1.2.1 MOTORES CC COM SISTEMA ESCOVA-COMUTADOR

O motor CC com escova-comutador foi historicamente o primeiro acionamento eletromecânico utilizado na automação de sistemas, e é ainda hoje o mais utilizado (Lichtblau 1989).

2.1.2.1.1 CLASSIFICAÇÃO E FUNCIONAMENTO

Os motores CC com escovas são classificados segundo a ligação dos enrolamentos de armadura e excitação (campo) em motores paralelo, série e série/paralelo, junto a estes encontram-se os de campo por ímãs permanentes.

Nos motores série, paralelo e série/paralelo o estator compõe-se de enrolamentos onde é produzido pelo passo da corrente elétrica o fluxo magnético do campo. Já nos motores PM este campo é fornecido pelos ímãs permanentes. Os enrolamentos ou no caso os ímãs, formam no estator os pólos que produzem o fluxo magnético de excitação transversal ao rotor. O estator é também composto pela carcaça, que além da função de proteção, tem a função de completar o circuito magnético do estator.

O comutador é constituído das escovas e do coletor de lamelas, e suas funções básicas são: Realizar a comutação da corrente nas bobinas da armadura, possibilitando a continuidade de movimento; conduzir a corrente da caixa de ligações para o rotor, que é móvel.

MOTORES PARALELO

Os motores paralelo operam a partir do ajuste da tensão de entrada no circuito eléctrico **FIG.2.03**. A maior vantagem dos motores paralelo é que a excitação do campo pode ser independente. Ajustando-se a tensão da armadura do motor obtém-se torque constante; ajustando-se a tensão do campo obtém-se potência constante.

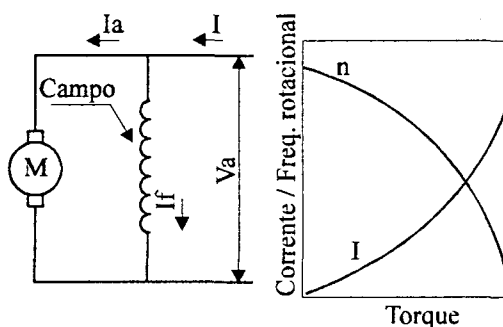


FIG.2.03 Características dos motores Paralelo (Bahniok 1989).

MOTORES SÉRIE

Nestes motores o fluxo de campo de excitação é obtido em bobinas que se encontram em série com o enrolamento da armadura. Na partida do motor, a corrente é máxima, e a intensidade de campo magnético é também máxima, produzindo alto torque. Com o aumento da frequência rotacional do motor a corrente e o fluxo do campo diminuem. Sem carga acoplada ao eixo do motor, este teoricamente, dispararia a frequências rotacionais elevadas, pois a inclinação da curva da frequência rotacional no gráfico frequência rotacional vs. torque é forte **FIG.2.04**. Porém, em motores fracionários as escovas, os mancais e os fluxos de vento gerados proporcionam carga de amortecimento suficiente para limitar a frequência rotacional máxima dentro de uma faixa de operação segura.

MOTOR *SPLIT FIELD*

Motores *split field* são completamente similares a os motores série, exceto que eles possuem dois enrolamentos de campo, conectados inversamente. Esta disposição estrutural é utilizada em aplicações

onde uma rápida troca de polaridade é desejada para um rápida mudança do sentido do giro do eixo do motor. Um motor SPLIT FIELD típico é mostrado na FIG.2.04.

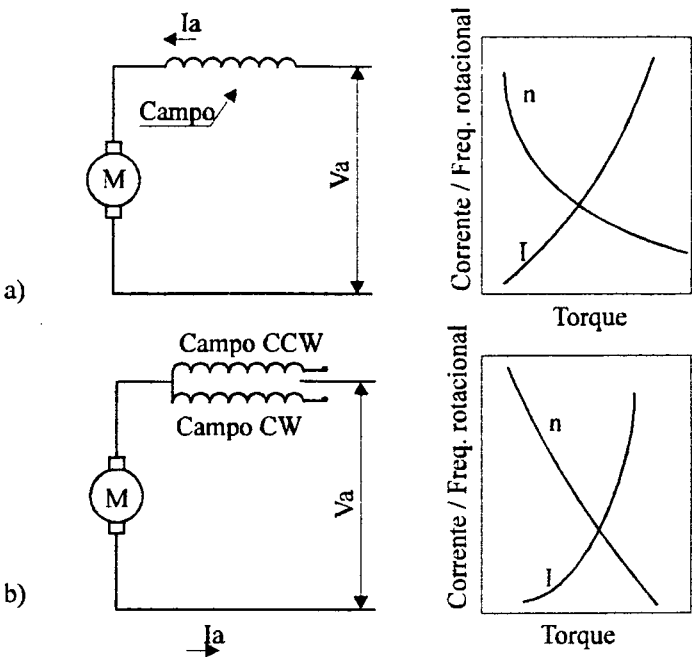


FIG.2.04 Características dos motores Série (Bahniok 1989). a) Motor Série. b) Motor *Split Field*.

MOTORES SÉRIE/PARALELO

Este motor apresenta para o fluxo de campo de excitação, bobinas que se encontram em série e em paralelo com o enrolamento da armadura, porém, combinam-se ambos os fluxos para o ajuste da frequência rotacional do motor. Sem carga, a corrente no indutor de campo em série é pequena e a frequência rotacional é determinada somente pelo indutor de campo em paralelo. Com carga, a frequência rotacional depende da soma do fluxo da bobina em série com o fluxo da bobina em paralelo

FIG.2.05.

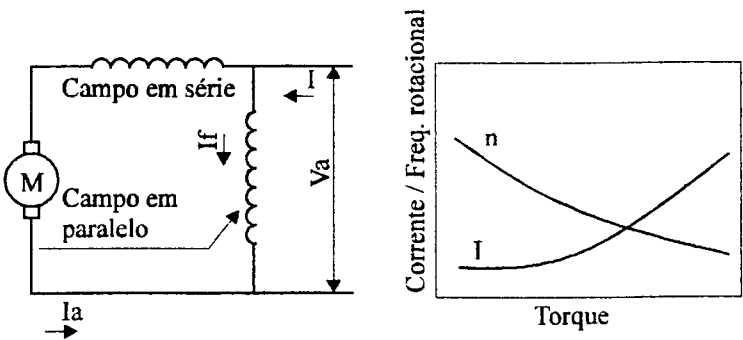


FIG.2.05 Características dos motores Série/Paralelo (Bahniok 1989)

Em comparação com os outros tipos já apresentados, são típicos destes motores, altos torques de partida e características frequência rotacional-torque bastante horizontais quando aplicada uma carga.

Em geral, pequenos motores série/paralelo possuem um intenso campo paralelo e um fraco campo em série para facilitar a partida do motor.

Para a reversão do motor, a polaridade do campo, ou da armadura devem ser invertidas mediante chaveamento. Caso contrário complexos circuitos seriam necessários para tal função.

MOTORES DE IMÃS PERMANENTES (PM)

Desde que o campo magnético destes motores é gerado por ímãs permanentes o fluxo magnético do estator permanece essencialmente constante a todos os níveis de corrente na armadura e, com isso, a curva torque vs. frequência rotacional dos motores PM é linear sobre toda a faixa de operação, como mostrado na FIG.2.06.

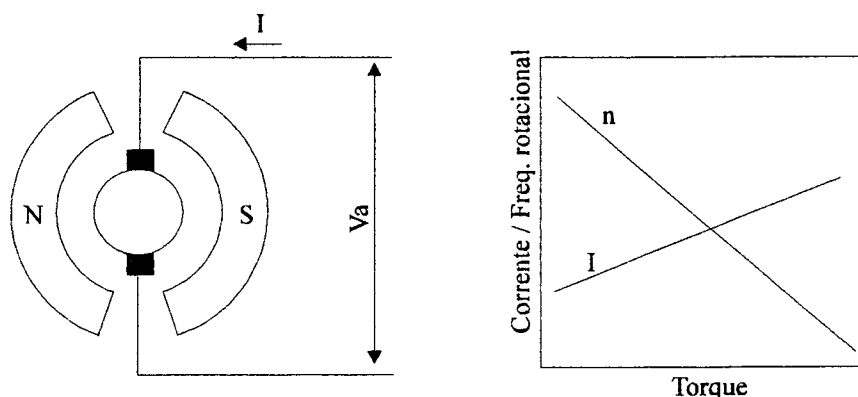


FIG.2.06 Características típicas de um motor de ímã permanente.

Estes motores pelo fato de serem excitados por ímãs permanentes apresentam a vantagem de não ter que energizar o estator para gerar o fluxo magnético do campo, com isto elimina-se uma fonte de calor interna. Além disso, apresentam menor relação peso/potência, relação que permanentemente vem diminuindo a cada vez que surgem novos materiais magnéticos, com maior densidade de energia.

Assim os motores PM simplificam os requerimentos de alimentação, menor relação peso/potência e ao mesmo tempo requerem de menos resfriamento.

Estes motores segundo as necessidades requeridas de torque e frequência rotacional podem possuir um, dois, três ou mais pares de pólos, respectivamente apresentam uma mesma quantidade de pares de escovas para a comutação.

2.1.2.1.2 FORMAS CONSTRUTIVAS E EXEMPLOS DE APLICAÇÃO

Motores CC com sistema escova-comutador, além dos rotores convencional e alongado, apresentam os do tipo *coreless* e são classificados pela forma do rotor em cilíndricos-copo ou disco mostrados nas **FIG.2.07** e **FIG.2.08** respectivamente. O rotor dos motores tipo copo consiste numa armadura cilíndrica de fios de cobre ou alumínio enrolados autoportantes ou sobre forma de plástico, a qual gira dentro de um campo magnético num entreferro anelar entre os ímãs permanentes e o núcleo de ferro, ambos estacionários. Constantes de tempo em torno a 1 ms é normal nestes motores. Rotores cilíndricos podem dividir-se nos que contém os ímãs permanentes contornando o rotor, **FIG.2.07**, e nos que contiverem os ímãs dentro o copo. Os do tipo disco podem ser circuitos impressos.

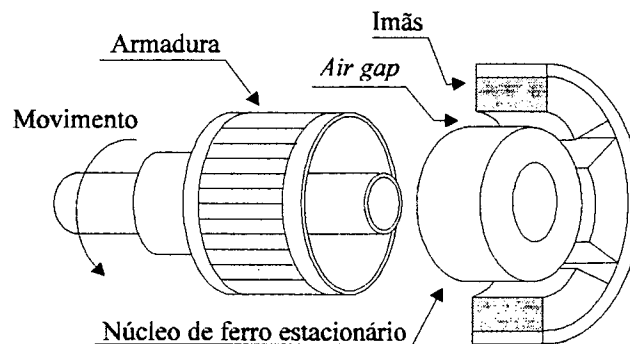


FIG.2.07 Rotor cilíndrico ou de copo dos motores *coreless* (Electro-Craft 1989).

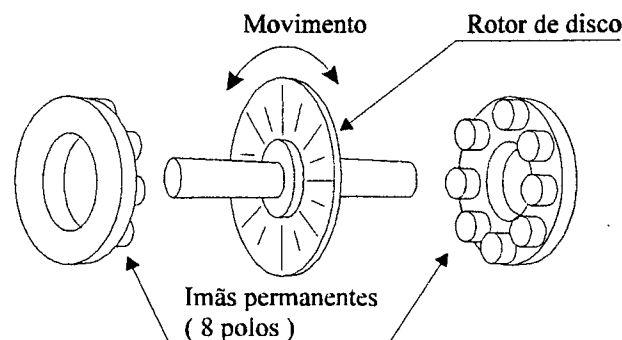


FIG.2.08 Rotor de disco tipo circuito impresso dos motores *coreless* (Electro-Craft 1989).

As vantagens dos motores *coreless* são: uma pequena inércia, uma constante de tempo mecânica pequena e uma alta eficiência. O núcleo não possui nenhum ferro. Esta característica proporciona uma alta relação torque/inércia o qual permite uma maior aceleração e desaceleração respondendo rapidamente às mudanças da tensão de comando, em comparação com outros tipos de motores CC com rotores de núcleo de ferro.

Outros benefícios adquiridos com a eliminação do núcleo de ferro é a diminuição dramática da indutância do rotor e assim o arco resultante. A formação de arcos excessivos produz ruído elétrico e reduz a vida das escovas.

Baixa indutância nos rotores traz consigo uma constante de tempo elétrica pequena. Valores típicos para motores fracionários são de 0,05 ms a 1,5 ms, o que permite obter grande rapidez de resposta aos comandos. Quase todos os motores de disco são projetados para correntes de pico 10 vezes maiores que a sua corrente nominal. Isto para vencer as inércias da carga durante as acelerações e desacelerações.

Nos motores *coreless* os comutadores e as escovas são tipicamente pequenas. Estes motores, por não possuírem um núcleo de ferro não conseguem dissipar facilmente o calor. Suas carcaças apresentam aberturas para circulação de ar forçado de resfriamento.

Acelerações típicas para estes motores são 150.000 rad/s², contudo valores acima de 1 milhão rad/s² são possíveis. Esses valores são elevados em comparação aos 30.000 a 50.000 rad/s² obtidos em servomotores com rotores de núcleo de ferro (Bahniok 1989).

Os motores CC com escovas de ímãs permanentes são utilizados em:

- rotor convencional: aplicações automotivas, náuticas, aéreas, acionando os limpadores de pára-brisas, ventiladores, vidros, bancos, e todos os motores auxiliares em geral de veículos.
- rotor alongado: posicionadores convencionais.
- *coreless* disco: em posicionadores de altíssima dinâmica; braços de robô com redução devido a sua alta resposta.
- *coreless* copo: em posicionadores de altíssima dinâmica; braços de robô com redução; sistemas de som, gravadores com altíssima frequência rotacional.
- torquer: posicionadores *direct drive* de baixa frequência rotacional.
- anel: posicionamento de grandes telescópios.

Já os motores CC convencionais com escovas e campo produzido eletricamente, são utilizados para movimentar as árvores das máquinas-ferramenta. Num carro, encontra aplicativo como motor de partida do motor de combustão interna.

2.1.2.1.3 CARACTERÍSTICAS A SEREM CONSIDERADAS NOS ENSAIOS

Devido ao fato de que os motores CC apresentam um alto torque de partida, deve tomar-se cuidado com esta característica na realização dos ensaios, a fim de não ultrapassar os limites mecânicos do sensor de torque e de fundo de escala ajustado no condicionador de sinais.

Estes motores não requerem um *drive* particular para poder funcionar. Uma fonte de corrente CC que forneça a tensão e corrente especificadas no motor pode ser utilizada na bancada para acionar o motor. Mas, se o objetivo do ensaio é o comportamento dinâmico do motor, um *drive* de alta dinâmica deve ser utilizado.

2.1.2.2 MOTORES CC COMUTADOS ELETRONICAMENTE (*BRUSHLESS*)

Estes motores requerem para seu funcionamento uma etapa previa de eletrônica. Esta eletrônica é encarregada de realizar a comutação dos enrolamentos para produzir o campo girante.

Sistemas *brushless* são usualmente preferidos em aplicações cujos benefícios são mais relevantes que seu alto preço. Podem custar menos que os tipo escova em algumas aplicações quando a energia e manutenção são inclusas na comparação.

2.1.2.2.1 FUNCIONAMENTO

Os motores *brushless* são motores CC sem comutação mecânica, ou também, sem escovas, podem ser entendidos como sendo motores CC nos quais os elementos do estator e do rotor têm suas posições trocadas em relação ao motor CC com comutação mecânica. Porém, os motores *brushless* possuem o enrolamento no estator que circunda o rotor de imã permanente, **FIG.2.09**. Desta forma deixa de existir a necessidade de se conduzir corrente para o elemento móvel. O enrolamento do estator é comutado eletronicamente e não pelo sistema convencional escova-comutador **FIG.2.10**. Para realizar a comutação o sistema eletrônico precisa receber informações a respeito da posição do elemento móvel do motor. A partir desta informação é realizada a comutação da corrente nos enrolamentos da armadura através de transistores (atuando como chaves).

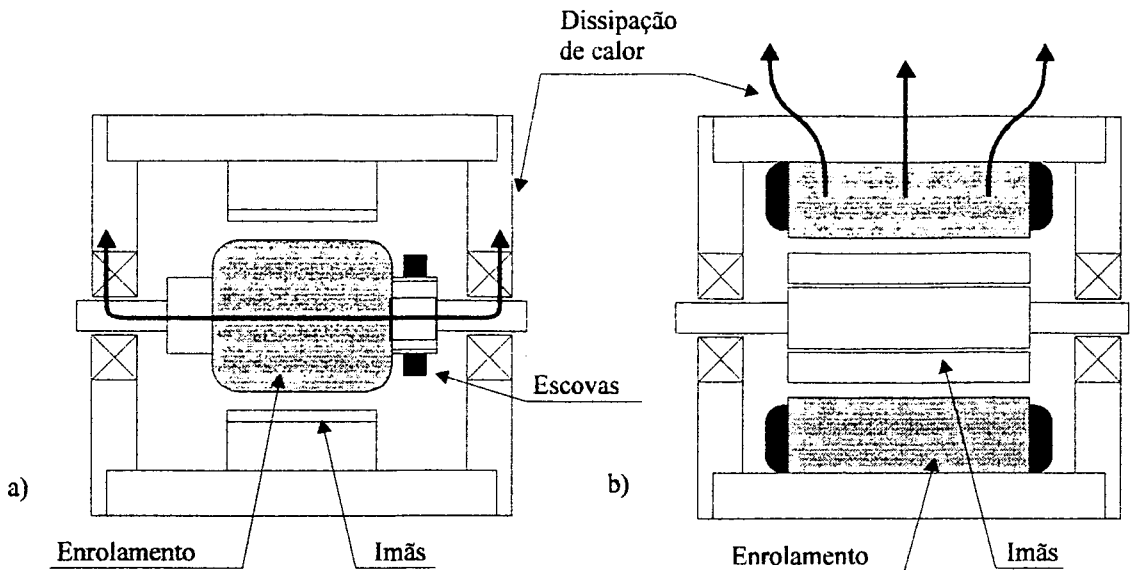


FIG.2.09 Diferenças construtivas a) motores CC convencionais (escova-comutador) e b) do tipo *brushless* (Bahniok 1989).

Estes motores foram desenvolvidos devido a os efeitos negativos da comutação mecânica, que são: Limitação do torque e da frequência rotacional máximos do motor por problemas de comutação; manutenção periódica no coletor de lamelas e nas escovas devido ao desgaste; risco de explosão em ambientes inflamáveis devido ao faiscamento no comutador; geração de ruído elétrico na formação de arcos excessivos.

Da variedade existente destes motores o mais utilizado é semelhante ao motor CC com escova.

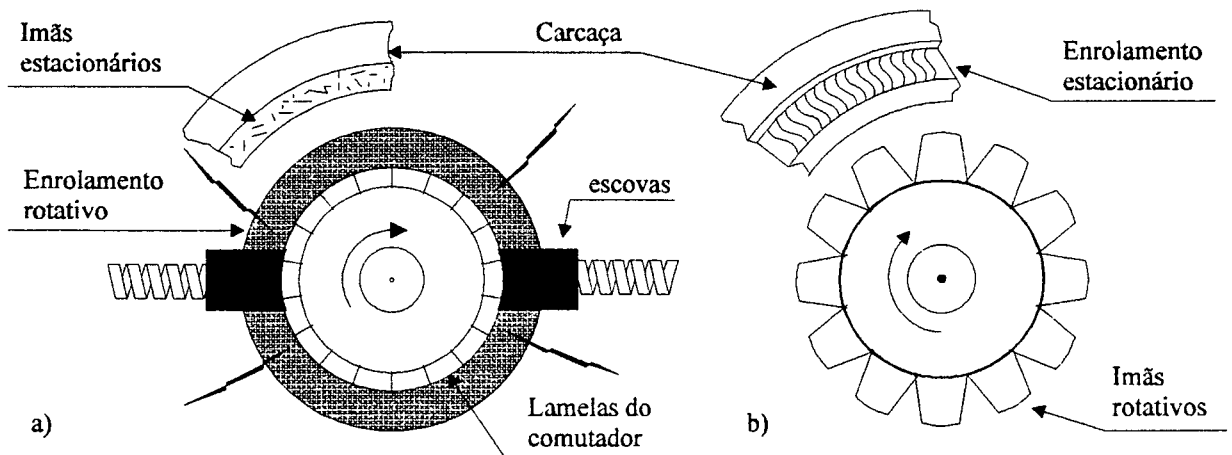


FIG.2.10 Esquema básico a) motores convencionais e b) do tipo *brushless*.

Devido ao fato de serem comutados eletronicamente tornam-se mais eficientes e podem operar em frequências rotacionais máximas mais altas que os motores CC convencionais. Alta eficiência, alta durabilidade, alta confiabilidade e pequeno tamanho são características importantes para aplicações aeronáuticas, automotivas e no projeto de instrumentos portáteis.

Os motores *brushless* são geralmente de três fases, contudo os que acionam pequenos ventiladores e outras aplicações de frequência rotacional constante são de duas fases.

Os motores *brushless* são alimentados com corrente contínua chaveada de forma aproximadamente trapezoidal. Os ímãs apresentam fluxo magnético radial, resultando numa distribuição também aproximadamente trapezoidal da intensidade de fluxo no entreferro. Entretanto, alguns operam com formas de onda senoidal, diminuindo as ondulações de torque. Outra forma de reduzir a ondulação de torque nos motores *brushless* de ímãs permanentes é duplicar-se o número de sensores e comutando-se as correntes nos enrolamentos em seis passos, enquanto comutadores comuns típicos só tem três sensores. Duplicando o número de sensores duplicam-se os ciclos de comutação, reduzindo a ondulação de torque de 3 % a 5 % (Baniok 1989) sem trocar o motor ou modificar o *drive*, contudo incrementa o custo.

O calor é gerado principalmente nos enrolamentos localizados no estator, e portanto facilmente transferido por condução para a carcaça e desta, por convecção, para fora do motor **FIG.2.09**. Porém, como a dissipação do calor é mais rápida nos enrolamentos do estator que nos do rotor, estes acionamentos permitem maior relação potência/volume.

2.1.2.2.2 FORMAS CONSTRUTIVAS E EXEMPLOS DE APLICAÇÃO

Os motores *brushless* além do rotor convencional, do alongado e do disco (ver Tabela2.01), possuem o rotor em forma de copo. Este rotor gira em torno do bobinado estacionário do estator. Estes são chamados de motores Rotor Externo. Proporcionam giro a sistemas de transmissão com discos de grandes massas, certos condicionadores de ar a alta frequência rotacional e sistemas de ventilação, exemplos também são ventiladores de computadores.

Os motores do tipo disco não são *coreless* pois o rotor é de ímãs permanentes.

Existem motores CC desde 2 pares de pólos até os motores Multipolo ou Torquer. Estes se diferenciam pelo torque produzido, pelas ondulações de torque que apresentam e pela frequência rotacional de funcionamento.

Motores Torquer ou Multipolo, freqüentemente acionam robôs, máquinas de transporte e outros equipamentos, que necessitam alto torque e uma moderada frequência rotacional sem utilização de reduções. Nestes motores a frequência rotacional é constante até um torque 67 % abaixo do torque pico, após a qual diminui.

Os motores *high pole-count*, os quais são freqüentemente conhecidos como motores de Anel, pelo fato de ter uma elevada quantidade de pólos, apresentam alto torque e uma oscilação de torque bastante pequena. A versão senoidal destes motores apresentam uma muito menor oscilação.

Devido a os motores *brushless* operarem com formas de onda senoidais e apresentarem baixas ondulações de torque, são freqüentemente utilizados por máquinas de polimento, revestimento e outras operações que requerem de mínima variação de posicionamento. Na automação são principalmente utilizados em máquina de comando numérico, donde é requerido um rápido e preciso posicionamento da ferramenta com um mínimo de variação. Bem como, em periféricos dos computadores (impressoras, *ploter*), ou outras aplicações cujas partidas e paradas são feitas rapidamente e com precisão (operação transiente).

Os motores CC *brushless* também são utilizados em:

- rotor convencional: posicionadores em geral.
- rotor alongado: posicionadores de alta dinâmica.
- tipo disco: toca-discos, acionamento dos *disk drives* do computador.
- torquers: posicionadores *direct drive* de baixa frequência rotacional.
- rotor externo: toca-discos, acionamento do cabeçote de gravadores de fita, do cabeçote de gravadores de vídeo.

2.1.2.2.3 CARACTERÍSTICAS A SEREM CONSIDERADAS NOS ENSAIOS

Pelas características próprias de funcionamento, estes motores requerem um *drive* (sistema eletrônico) para realizar a comutação das bobinas do estator. O sinal que deve ser fornecido ao *drive* para acionar o motor é uma tensão analógica de referência, geralmente de -10 a +10 V, valor positivo para um

sentido de giro e negativo para o outro. Porém, na bancada de provas, uma fonte de tensão CC bipolar é necessária.

Como nos motores CC com escovas, por apresentarem um alto torque, deve-se cuidar para não passar os valores limites mecânicos do sensor de torque e de fundo de escala do condicionador de sinal presentes na bancada de provas.

Caso se requer ensaiar motores do tipo *frameless* a bancada de ensaios terá que dispor de um sistema mecânico que permita sua montagem.

2.1.3 MOTORES DE PASSO

Motores de passo são outros conversores de energia elétrica em energia mecânica, de sinais elétricos digitais (pulsos) em sinais mecânicos discretos (posição, frequência rotacional). O deslocamento angular do rotor de um motor de passo é diretamente proporcional ao número de pulsos aplicados à entrada, e a frequência rotacional à frequência dos pulsos. O deslocamento elementar correspondente a um pulso aplicado é denominado passo fundamental do motor.

Os motores de passo oferecem muitas vantagens. Apresentam elevada precisão do ângulo de passo, e o erro de passo não é acumulativo. A realimentação não é geralmente requerida por permitirem o posicionamento de seu eixo em malha aberta. Prescindindo porém, de um sensor de posição, ou que simplifica o sistema de comando. Apresentam também elevada confiabilidade por exigirem pouca manutenção e não possuírem escovas e comutador.

Desde que um máximo torque dinâmico ocorra a baixas frequências de pulsos, os motores de passo podem facilmente acelerar uma carga. Quando a posição desejada é atingida e o comando de pulsos termina o eixo do rotor para sem necessidade de frenagem. A faixa de ângulos de passo estão disponíveis entre 0.9° (*ministep*) a 80° .

Motores de passo rotativos podem ser classificados, quanto ao princípio de funcionamento, em:

- motores de ímãs permanentes
- motores de relutância variável
- motores híbridos

2.1.3.1 CLASSIFICAÇÃO E FUNCIONAMENTO

MOTORES DE PASSO COM IMÃS PERMANENTES (PM)

Estes motores possuem no estator uma série de pólos salientes bobinados. O rotor contém imãs permanentes. O funcionamento desse motor baseia-se na interação que ocorre entre o campo magnético produzido pelos imãs permanentes, e o campo produzido pela corrente elétrica que circula nas bobinas do estator.

São concebidos para baixa faixa de torque e aplicação com ângulos de passo grande. O torque produzido pelos motores é muito baixo em comparação ao dos motores de passo híbridos de tamanho e peso equivalente, os ângulos de passo geralmente são de 90° ou 45° . A inércia do rotor possui valores entre 5 a 75 g cm².

A FIG.2.11 mostra simplificadaamente um motor de imãs permanentes com um par de pólos no rotor e dois pares de bobinas independentes no estator. O ângulo de passo fundamental é de 90° .

Para uma determinada combinação de bobinas energizadas há uma série de pontos de equilíbrio de forças magnéticas nas quais o rotor pode se encontrar, conforme mostra a FIG.2.11. Ao energizar o motor, o rotor se move para o ponto de equilíbrio mais próximo da posição onde ele se encontra, e permanece nesta posição enquanto não for modificada a combinação de energização das bobinas. Ao modificar a combinação de energização das bobinas em sequência apropriada, o rotor segue em passos o "campo girante" discreto produzido no estator, permanecendo sempre no ponto de equilíbrio.

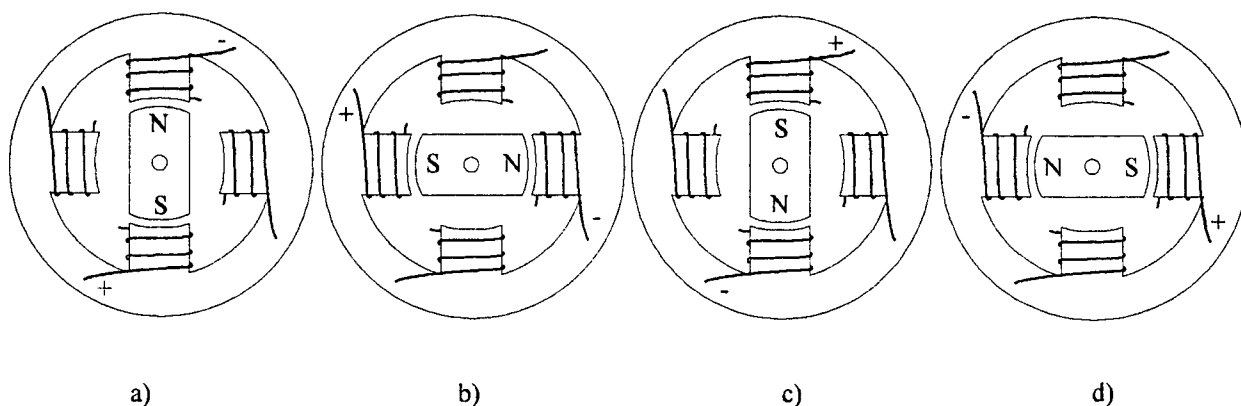


FIG.2.11 Motor de passo de ímãs permanentes em quatro situações diferentes de energização das bobinas.

A presença dos ímãs permanentes acarreta um torque residual que segura o rotor em determinadas posições, mesmo estando as bobinas desenergizadas. Contudo esse torque é baixo se comparado ao torque nominal do motor.

Esse tipo de motor pode ser acionado de forma bipolar ou unipolar. No acionamento bipolar a corrente pode circular nos dois sentidos possíveis nas bobinas. No acionamento unipolar uma bobina é utilizada para cada sentido de corrente.

O torque de motores de passo de ímãs permanentes é maior do que de motores de relutância variável. A resolução de posição dos motores de passo PM é menor que a dos motores híbridos a causa do menor número de pólos existentes no estator.

Ímãs de terras raras tornam possível que motores PM tenham um número relativamente grande de pólos. Com um apropriado número de pólos estes motores podem produzir mais torque que qualquer motor de passo híbrido ou servomotor CC. A máxima rotação dos motores PM é menor que os motores CC.

MOTORES DE PASSO DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL (versão sem ímãs)

Motores com Relutância Variável VR (*variable-reluctance*) podem operar como os motores CC *brushless*. Não há ímãs permanentes em motores de passo de relutância variável. Motores VR possuem pólos salientes sobre o rotor de aço doce. O estator consiste de pólos salientes bobinados, com dentes usinados nas sapatas polares. O rotor e o estator não possuem o mesmo número de dentes. Através dessa diferença produz-se um efeito de amplificação da resolução.

Quando é aplicada corrente a um conjunto de bobinas do motor, produz-se torque no sentido de levar o circuito magnético à condição de mínima relutância magnética (resistência à passagem de linhas de fluxo magnético). Em quanto for mantida a combinação inicial de energização o rotor permanece na posição de mínima relutância e se opõe a ser tirado desta posição, FIG.2.12. Quando é modificada a combinação de bobinas energizadas muda o ponto de mínima relutância e o rotor vai buscar atingi-lo novamente. Sequenciando-se apropriadamente o chaveamento das bobinas produz-se um campo girante discreto, que é acompanhado pelo rotor.

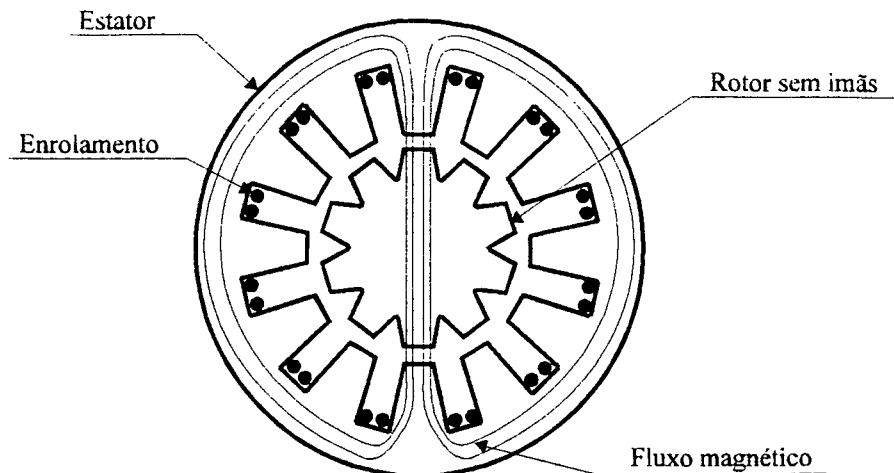


FIG.2.12 Motor de relutância variável.

Estes motores atingem frequências rotacionais mais elevadas se comparados aos demais tipos de motores de passo, por não possuírem ímãs que induzem força contra-eletromotriz nas bobinas. Não apresentam, entretanto, nenhum torque residual. Esta construção produz altas relações torque / inércia. Não podem ser acionados de forma bipolar pois o fenômeno de relutância independe do sentido do fluxo. O custo dos motores VR é menor que os correspondentes motores *brushless* de ímãs permanentes devido à utilização de amplificadores unipolares e devido a não utilizarem ímãs custosos.

O uso destes motores está sendo incrementado em sistemas de controle que requerem um alto torque ou altos níveis de potência.

MOTORES DE PASSO HÍBRIDOS

Motores de passo híbridos têm o estator semelhante aos motores de relutância variável, e o rotor combinando os princípios do motor de ímãs permanentes e de relutância variável. A FIG.2.13 mostra esquematicamente um motor de passo híbrido cujo estator compõe-se de seis pares de bobinas enroladas em pólos salientes. O rotor compõe-se de duas peças polares de aço doce dentadas, e entre elas um ímã permanente magnetizado de forma axial. O número de dentes do rotor e do estator é diferente (em geral 48 e 50 dentes respectivamente), e a relação entre eles determina o passo fundamental (em geral $1,8^\circ$ ou 200 passos por revolução)

Esse tipo de motor é muito utilizado pois combina muitas das vantagens dos outros dois. Pode ser acionado de forma bipolar ou unipolar e apresenta a melhor resolução dentre os três.

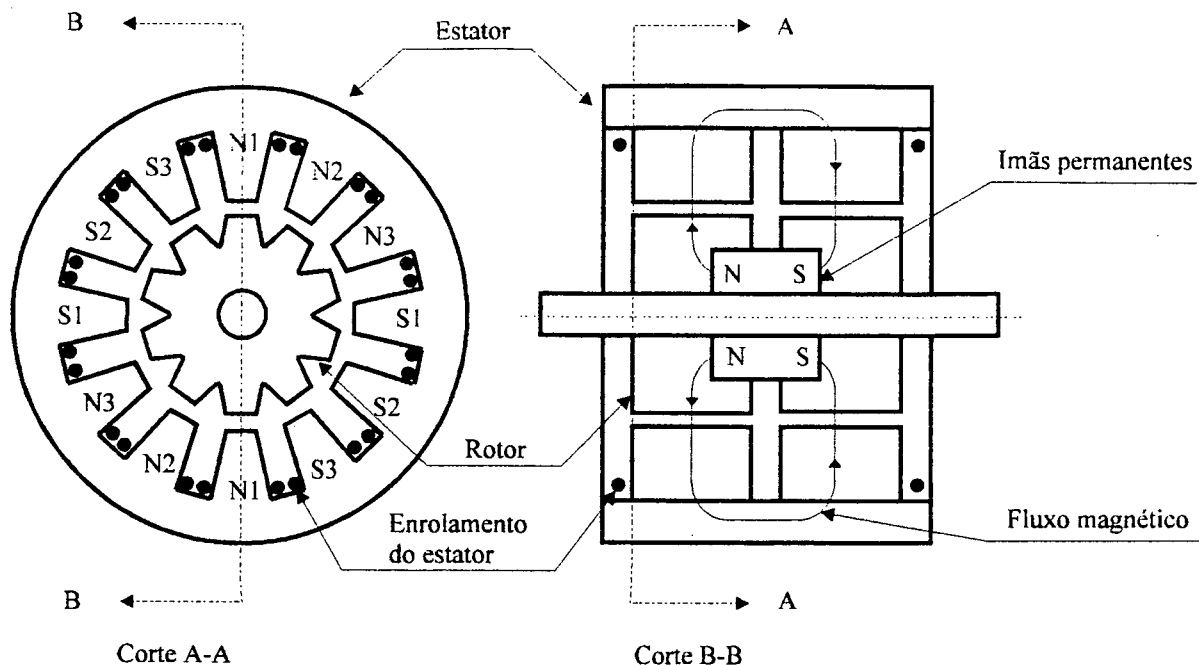


FIG.2.13 Motor de passo híbrido.

Motores de passo híbridos são frequentemente preferidos em sistemas de controle, pois são fáceis de usar. Podem manter a exatidão em um controle de malha aberta, requerendo menos eletrônica do que em um servocontrole de malha fechada. A exatidão no posicionamento dos motores de passo híbridos é comparável com servocontroles de malha fechada em muitas aplicações.

Num motor híbrido comum, o fluxo magnético atravessa o entreferro passando pelos dentes e pelo espaço entre dentes do estator ao rotor, como mostrado na **FIG.2.14**. Devido ao fato de passarem linhas de fluxo pelos espaços entre dentes não atuam no torque desenvolvido pelo motor, resultando um menor torque produzido.

O motor aperfeiçoado, utiliza ímãs de Samário e Cobalto entre os dentes do estator. O fluxo destes ímãs dirigem o fluxo produzido pelas bobinas das sapatas polares do estator, em direção aos dentes, **FIG.2.14**, com isso uma concentração maior de linhas de fluxo resultam entre os dentes do estator passando ao rotor. Contudo ainda algumas linhas de fluxo são perdidas no entreferro.

Dependendo das cargas inerciais aplicadas a os novos motores híbridos, estes podem atingir frequências de passo de 5000 a 10000 passos/s. São usuais torques de 100 Ncm a 2000 Ncm para motores de 5 a 20 cm de diâmetro. Motores de passo híbridos geralmente possuem altas inércias 30 a 40000 g cm², pequenos ângulos de passo 0.5 a 15° e grande precisão $\pm 3\%$ (Bahniok 1989).

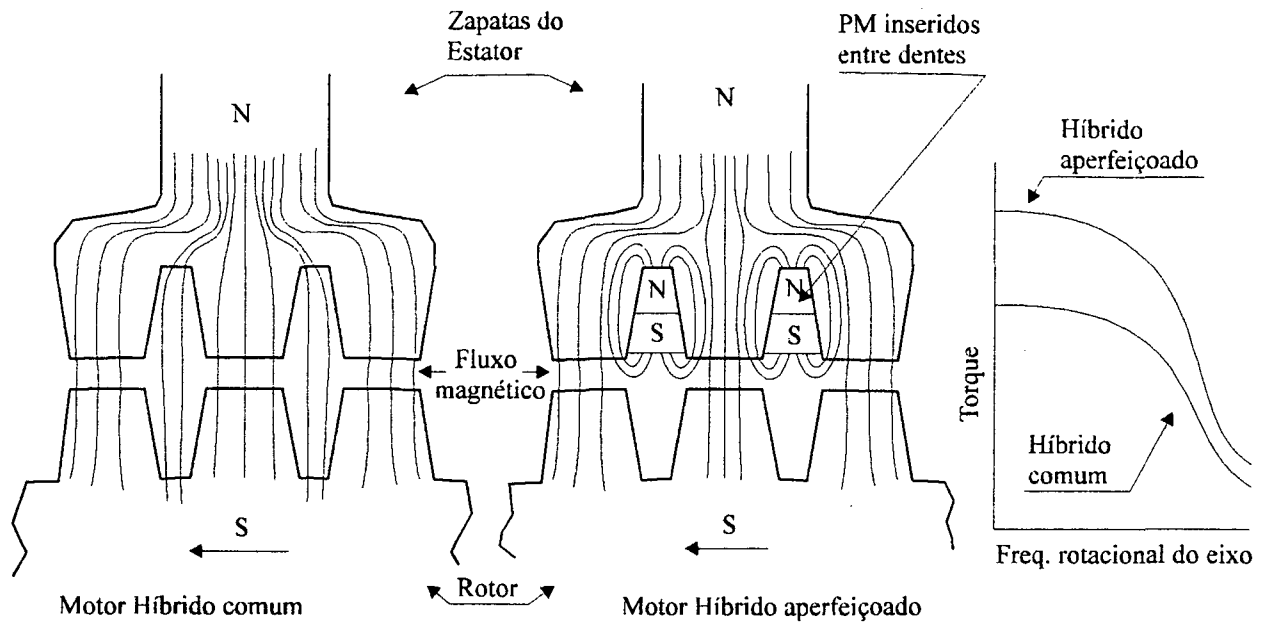


FIG.2.14 Forma do fluxo nos motores normais e nos aperfeiçoados. Com os ímãs entre os dentes, os aperfeiçoados dobram o torque de pico acima dos 100 passos/s.

Um novo motor de passo de ímãs permanentes, chamado “*Sensorimotor*” opera da mesma maneira que os motores CC *brushless*, produzindo torque maiores que os motores de passo híbridos. A frequências rotacionais acima de 3500 rpm, chega a produzir mais torque que os servomotores CC. Além disso, apresenta grande resolução de posicionamento e um baixo custo.

Outro tipo de motor que é produzido pela “Magna Motive Laboratory, USA”, é geralmente classificado como VR. Mas o produto é algumas vezes definido como um motor de ímã permanente híbrido, porque ele contém dois ímãs permanentes montados axialmente sobre o rotor. O motor é pequeno, de baixo custo e pode operar a maiores frequências rotacionais que os motores CC *brushless* convencionais, podendo produzir torques até 14 Nm e operar a mais de 5000 rpm (Bahniok 1989).

2.1.3.2 FORMAS CONSTRUTIVAS E EXEMPLOS DE APLICAÇÃO

Nos motores de passo além dos convencionais e os alongados, existem do tipo disco só com ímãs permanentes **FIG.2.15**, e apresentam um performance comparável a dos apresentados pelos motores híbridos.

Para uma igual potência de saída os motores de disco são 50 % mais pequenos e possuem 60 % menos de peso, que os motores híbridos.

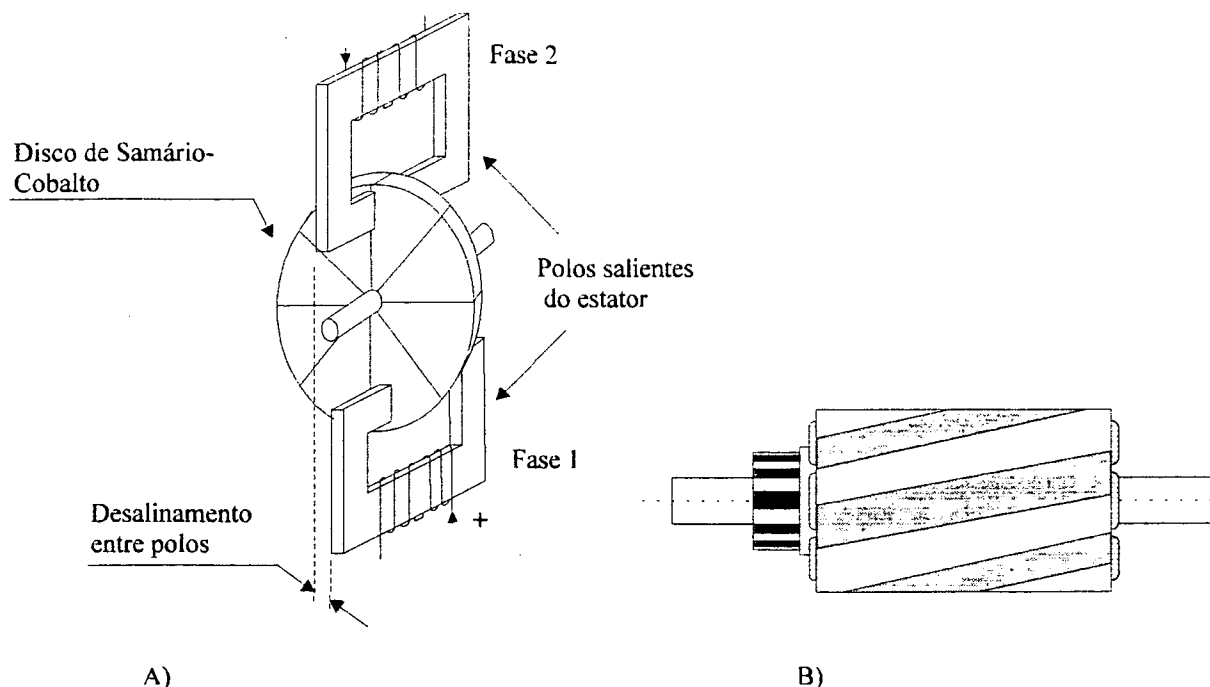


FIG.2.15 a) Motor de passo tipo disco. O esquema apresenta dois enrolamentos, um para cada fase (Bahniok 1989). b) Rotor de um motor de baixa ondulação de torque.

Motores convencionais produzem ondulações de torque quando os ímãs permanentes no estator tratam de alinhar-se com os pólos de ferro do rotor. Já as armaduras de disco não contém ferro, e conseqüentemente não produzem ondulações de torque, resultando num motor com uma rotação suave. Produz-se maior ondulação de torque quando os campos interagem em forma de degraus (comutação mecânica) e não de forma uniforme como nos motores tipo *Brushless* em versões senoidais. Em motores de baixa ondulação de torque as bobinas da armadura são construídas em forma helicoidal **FIG.2.15**, de maneira que estas entram gradualmente no campo. Com este tipo de rotor diminui-se a eficiência por não estar o enrolamento completamente dentro o campo, mas ganha-se um movimento com menor ondulação de torque. Na **FIG.2.16** apresenta-se uma relação percentual das ondulações de torque características de diferentes tipos de motores (Bahniok 1989).

Uma relação da curva torque vs. frequência rotacional entre os convencionais núcleo de ferro e os motores disco é apresentada na **FIG.2.17**. O motor de disco por não apresentar ferro no rotor possui uma menor força contra eletromotriz, motivo pelo qual mantém um torque quase constante sobre os diversos valores de frequência rotacional.

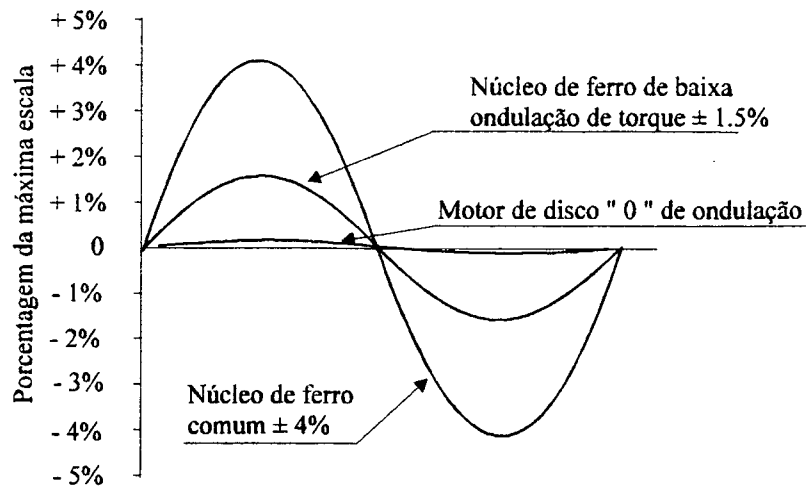


FIG.2.16 Porcentagem de ondulações de torque por motores. Motores convencionais de núcleo de ferro possuem $\pm 4\%$ de ondulação de torque. Motores de núcleo de ferro de baixa ondulação de torque possuem $\pm 1.5\%$. Entretanto os motores de discos possuem uma ondulação virtualmente nula (Bahniok 1989).

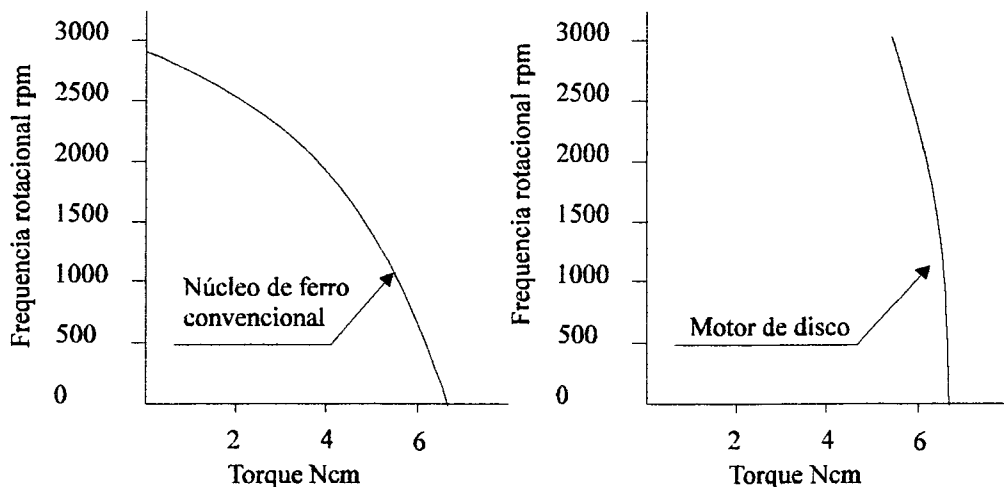


FIG.2.17 Motores de disco mantém um torque quase constante sobre diversos valores de frequência rotacional de operação (Bahniok 1989).

Os motores de passo de Lâminas Condutoras apresentam no estator umas lâminas em direção radial (em forma de garras) as quais quando montado o motor, encontram-se dispostas sobre o rotor. Estas lâminas tem a função de conduzir o fluxo magnético produzido nos enrolamentos. Os motores de passo de Rotor Unipolar são motores convencionais com um sentido único de giro.

Os motores de passo de ímãs permanentes são utilizados em:

- convencional: posicionadores.
- disco: posicionadores em malha aberta de alta dinâmica, com pequeno passo fundamental.

- bobinas coaxiais: impressoras com um passo fundamental de $7,5^\circ$ a 15° , estes apresentam um pequeno torque residual.
- rotor unipolar: relógios de quartzo.

Os motores de relutância variável são utilizados para posicionar os cabeçotes nos *disk drives* dos computadores.

Os motores híbridos convencionais são utilizados em pequenos posicionadores e impressoras. Posicionam também os cabeçotes nos *disk drives* dos computadores. Já os de rotor alongado são utilizados em pequenos posicionadores de alta dinâmica.

2.1.3.3 CARACTERÍSTICAS A SEREM CONSIDERADAS NOS ENSAIOS

Estes motores por terem um movimento discreto apresentam uma grande vibração durante o funcionamento, fato pelo qual a bancada de provas para ensaiar estes motores deve ser o suficientemente rígida para eliminar a vibração durante os ensaios.

Para o funcionamento destes motores é necessário um *drive* que realize a comutação dos enrolamentos do estator. O sinal que deve ser enviada pela bancada de provas a este *drive* é um sinal elétrico digital em forma de pulsos, porém, de acordo a os níveis característicos de cada fabricante, deve-se dispor de um gerador de funções apropriado para fornecer este sinal.

Para estes motores a carga inercial é crítica e deve ser cuidadosamente analisada, desde que, para cada passo o motor deve vencer a inércia da carga para movimentá-la e depois parar. Motivo pelo qual a bancada de provas deverá dispor de transdutores com baixas inércias para a determinação dos parâmetros e curvas característicos típicos destes motores.

2.1.4 MOTORES CA

Os motores CA dividem-se em duas categorias principais: Os motores assíncronos e os motores síncronos.

O funcionamento destes está igualmente baseado no principio da interação entre dois campos magnéticos, um deles produzido no estator e o outro no rotor. O campo do estator é produzido em bobinas alimentadas com corrente alternada. O fluxo magnético resultante da alimentação com corrente

alternada apresenta um movimento circular uniforme, cuja frequência rotacional é função da frequência da corrente alternada de alimentação. Por esta razão o campo do estator é denominado "campo girante" e a frequência rotacional do campo, "velocidade síncrona do campo girante".

O motor assíncrono é basicamente um transformador CA com o secundário rotativo. O enrolamento primário (estator) é conectado com a fonte de energia CA (geralmente trifásica) e no secundário (rotor) são induzidas correntes secundárias em espiras curto-circuitadas. O torque é produzido pela interação entre o campo magnético girante gerado no estator e o campo magnético produzido no rotor. Nos motores síncronos o campo magnético do rotor é produzido por ímãs permanentes, diferindo muito em projeto e características operacionais.

Como principais vantagens dos motores CA pode-se enumerar as seguintes: A dissipação do calor gerado no motor é favorecida pelo fato de as bobinas estarem localizadas no estator; apresentam alta confiabilidade e disponibilidade, por exigirem pouca manutenção; podem ser operados a plena potência.

Os motores CA síncronos são utilizados para acionar sistemas que requerem frequência rotacional constante, tais como relógios, *timers*, temporizadores. É aplicativo também no toca-discos. A frequência rotacional é constante devido à frequência constante da rede.

Os motores CA assíncronos são utilizados em:

- monofásicos: compressor das geladeiras, sistemas de ar condicionado e ventiladores domésticos.
- trifásicos controlados eletronicamente: posicionadores de alta dinâmica, acionando o eixo da árvore.
- disco: robôs.
- rotor externo monofásico: ventiladores domésticos e em computadores.

2.1.5 MOTORES UNIVERSAIS

Os motores universais operam com uma performance similar e equivalente com corrente contínua ou corrente alternada sobre os 60 Hz. Diferenciam-se dos motores CC pelas relações de enrolamento e pelas lâminas de ferro mais finas que possuem. Os motores universais podem operar com CC e desenvolver uma performance equivalente à de CA, mas com uma péssima qualidade de comutação e tempo de vida das escovas inferior ao do motor CC equivalente.

Uma importante característica dos motores universais é que eles possuem uma alta relação potência/peso em relação a qualquer outro tipo de motor CA, devido a poderem operar a frequências rotacionais muito maiores que qualquer outro motor de 60 Hz.

Quando opera sem carga, o motor universal tende a acelerar, sendo a frequência rotacional limitada só pelo atrito com o ar, mancais e/ou pela comutação.

Num motor universal o controle da frequência rotacional é simples, desde que ele é sensível a variações tanto na tensão como no fluxo. Com um potenciômetro, um autotransformador ajustável ou variador de frequência, a frequência rotacional do motor pode ser variada desde a máxima até zero.

Aplicativos dos motores universais monofásicos são todos os utensílios domésticos como lavadora, batedeira, liquidificador, etc.

2.1.6 MOTORES PIEZOELÉTRICOS

Estes motores apresentam materiais piezoelétricos na construção do motor. Segundo Bahniok 1989, um motor chamado *ultrasonic* produzido por a “Shinsei Kogyo Co.” do Japão utiliza nos enrolamentos convencionais da armadura duas lâminas a mais de material piezoelétrico. Estas lâminas estão energizadas 90° fora de fase, induzindo movimento no rotor. Os níveis de torque no funcionamento estão na faixa de 7 a 100 Ncm a frequência rotacional acima de 500 rpm.

Motores piezoelétricos do tipo anel são utilizados em auto-focos de cameras.

2.1.7 QUADRO COMPARATIVO GERAL DOS MOTORES FRACIONÁRIOS

Apresenta-se na Tabela 2.02 as principais características dos motores fracionários operados diretamente na rede.

Comparando as curvas torque vs. frequência rotacional, pode-se ver que os motores com comutador apresentam um torque maior a baixas frequências rotacionais em comparação a os motores assíncronos e síncronos, fato que caracteriza a utilização destes motores em aplicativos onde o torque de partida deva ser alto. Já para aplicativos onde isso não é necessário, um motor CA síncrono ou assíncrono é recomendado pelo fato de serem mais acessíveis e requererem menos manutenção.

Quando uma relação torque frequência rotacional linear é necessária, os motores CC com ímãs permanentes são os apropriados. Mas, se uma frequência rotacional constante é requerida para diferentes cargas, devera-se escolher um motor CA síncrono ou assíncrono.

Um dos maiores problemas nos motores CA é que, depois de atingir o torque pico a frequência rotacional diminui abruptamente ao variar o torque, colocando o motor numa situação de difícil controle.

2.1.8 DRIVES AMPLIFICADORES DE POTÊNCIA

O *drive* amplificador de potência, num sistema de controle de movimento, é o elemento encarregado de entregar ao servomotor a potência elétrica necessária, em função dos sinais de comando gerados pelo controlador específico.

Drives em aplicações de controle de máquinas ferramentas são normalmente do tipo reversível, para funcionamento nos quatro quadrantes. Este tipo de *drive* pode fornecer energia para acionar o motor como também aceitá-la durante a frenagem. A FIG.2.18 apresenta os quatro modos de operação no plano torque-frequência rotacional.

Suprimento de energia = modo acionar : I e III quadrante

Aceitação de energia = modo frenagem : II e IV quadrante

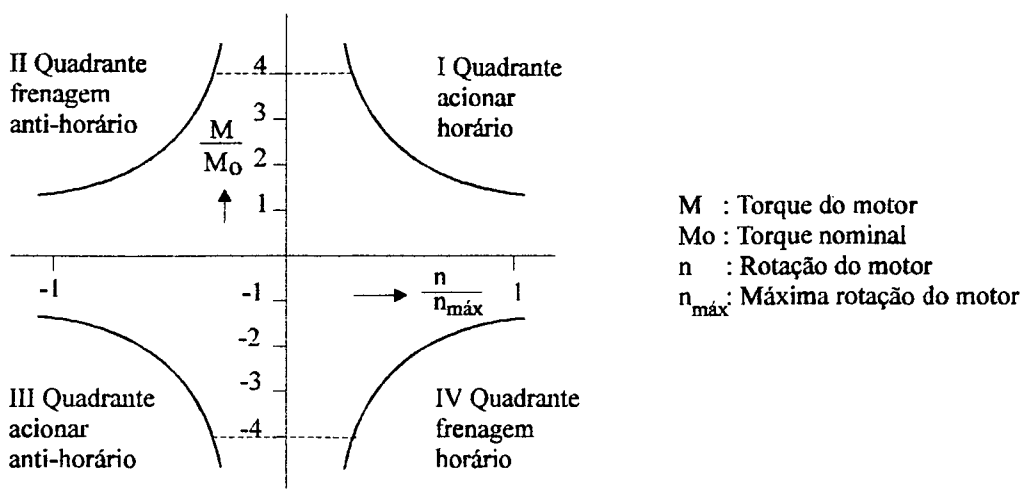


FIG.2.18 Valores nos quatro modos de operação do *drive* (Gross 1983).

A corrente limite, ao selecionar-se o *drive*, é escolhida para ser aproximadamente quatro vezes a corrente do torque nominal do motor (Gross 1983). A linha pontilhada no gráfico, **FIG.2.18**, apresenta esse valor. A linha contínua representa o limite de comutação do motor.

Dentre os amplificadores mais utilizados em sistemas para controle de movimento, pode-se diferenciar dois grandes grupos: os amplificadores contínuos ou lineares (*linear amplifiers*) utilizando transistores; e os amplificadores comutados ou chaveados (*switching amplifiers*), utilizando transistores e antigamente tiristores.

2.1.8.1 AMPLIFICADORES LINEARES

Características dos amplificadores lineares são: não intruduzem flutuações de torque, são de alta dinâmica, possuem uma ampla faixa de controle de frequência rotacional e como seu nome indica, possuem características lineares de amplificação.

O inconveniente dos amplificadores lineares transistorizados é, que a energia não utilizada pelo motor deve ser dissipada em forma de calor, e por este motivo o amplificador deve dispor de aletas de resfriamento e estar situado em um ambiente com ar limpo e circulante. A maior quantidade de energia dissipada em forma de calor é quando o motor opera a baixas frequências rotacionais e máximo torque.

Duas formas construtivas caracterizam a configuração básica dos amplificadores a transistor lineares e chaveados, os do tipo **H** e os do tipo **T**, como se mostra na **FIG.2.19**. A configuração **H**, ou ponte completa, é formada por quatro transistores alimentados por uma fonte CC unipolar. Os do tipo **T** requerem uma fonte bipolar e transistores complementares. O comando nos amplificadores lineares é exercido através de um sinal analógico, cuja polaridade determina o sentido de rotação e o seu valor absoluto estabelece o nível de tensão que será aplicado ao motor. A influência dos sinais de saída dos transistores requer especial atenção, uma vez que uma condução simultânea de ambos transistores provocaria um curto-circuito entre as duas fontes de tensão. Uma característica indesejável deste tipo de amplificador é a distorção ocorrida em baixos níveis de tensão (distorção por *crossover*), embora este problema possa ser evitado polarizando cuidadosamente os transistores no limite da **tensão de limiar** (Malvino 1987) (Elizo 1989).

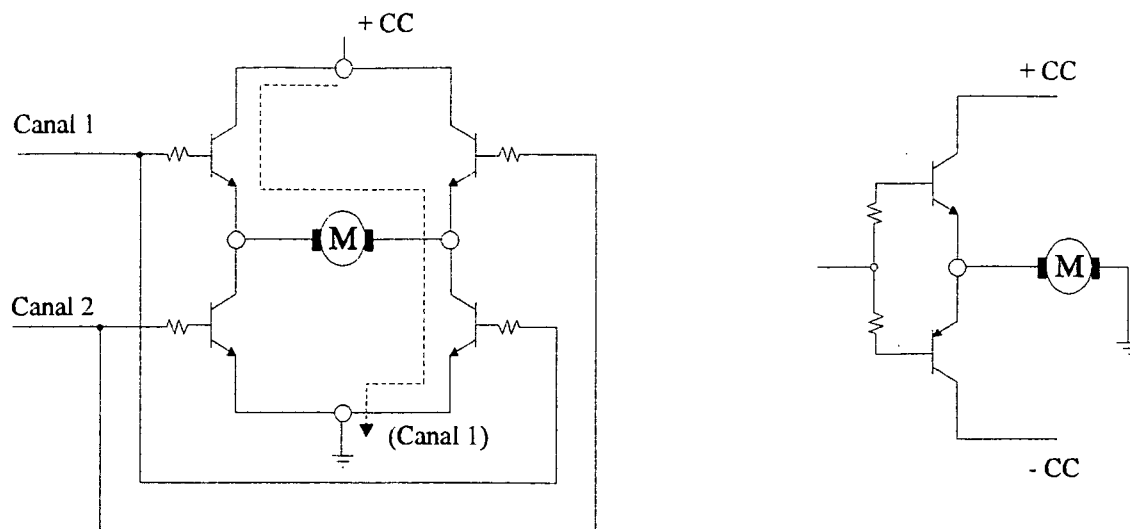


FIG.2.19 Configuração básica de amplificadores de potência: a) tipo ponte H. b) tipo par complemento T (Electro-Craft 1989).

2.1.8.2 AMPLIFICADORES CHAVEADOS

Os amplificadores lineares apresentam o problema de geração de calor, precisando dissipar alta potência. Os amplificadores chaveados resolveram este problema com alta frequência de comutação passando rapidamente pela região de maior dissipação, quando comuta do corte para a condução total e vice-versa.

Três métodos básicos são utilizados para o controle da tensão em amplificadores chaveados: modulação da largura do pulso (PWM *pulse width modulation*), modulação da frequência do pulso (PFM *pulse frequency modulation*) e conformação de onda (WS *wave shapri*) utilizando tiristores SCR (*silicon controlled rectifier*). As principais diferenças são mostradas na FIG.2.20.

O sistema PWM utiliza alimentação CC. Este amplificador chaveia a tensão fornecida ON - OFF a uma frequência fixa f , variando a largura do pulso a_1, a_2, \dots como mostrado na FIG.2.20a. A quantidade de energia transmitida ao motor dependerá da largura a_i do pulso e da indutância do motor.

O sistema PFM mantém constante a largura do pulso a e um valor de repetição variável f_1, f_2 , FIG.2.20b. Com este sistema obtém-se basicamente o mesmo resultado que com o PWM, contudo quando é utilizado no controle de motores, a variação da frequência de pulso pode causar problemas de controle, o que torna os PWM mais atrativos.

Antigamente o circuito WS (SCR) para controle CC era usualmente utilizado com um retificador da tensão CA de alimentação. O retificador pode encontrar-se antes ou depois da etapa de controle. A **FIG.2.20c** mostra a forma de onda de uma tensão de alimentação retificada de frequência constante. Os componentes básicos deste amplificador que opera pelo método da conformação de onda são os tiristores.

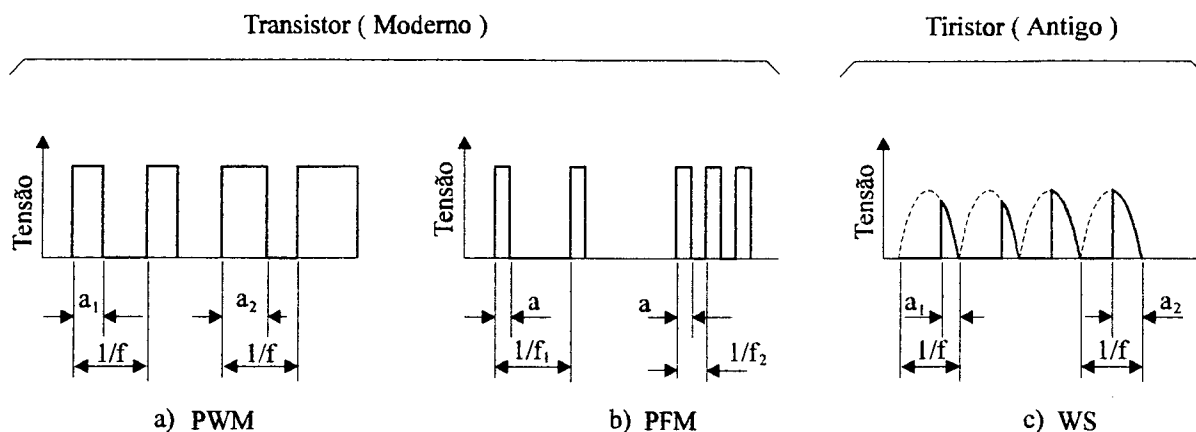


FIG.2.20 Formas de onda de tensão em amplificadores chaveados. PWM, PFM, WS respectivamente (Electro-Craft 1989).

Atualmente o amplificador com SCR é pouco utilizado em aplicações CC devido ao fato de apresentar problemas no momento de parar o motor. Considerando ser necessário uma tensão de igual magnitude mas de sentido oposto para que o tiristor saia de condução. Contudo, complexos circuitos eletrônicos para a parada do motor podem ser utilizados caso seja necessário.

Em aplicações CA já não existe este problema pois permanentemente a tensão passa por 0 V, mas é necessário esperar um ciclo da rede (em média), para executar cada comando de comutação. Sua aplicação é restrita à sistemas de controle de muita alta potência (centenas de kW), para os quais os transistores ainda são muito caros. Contudo, vão sendo paulatinamente substituídos pelos transistores MOSFET e IGBT.

2.1.8.2.1 AMPLIFICADORES TRANSISTORIZADOS - PWM

Os amplificadores PWM geralmente são energizados com alimentação CC. Operam com transistores e são utilizados com alta performance em sistemas de controle de alta potência e servo sistemas.

O amplificador PWM é formado por uma ponte **H** de transistores **FIG.2.22**, trabalha mediante o chaveamento dos transistores em frequência constante, resultando numa tensão de saída que depende da largura do pulso.

O valor da frequência do chaveamento é usualmente em torno dos 100 kHz. Essa frequência é determinada principalmente, pelos requerimentos de resposta do sistema e pela indutância do motor. Deve-se elevar a frequência, caso esteja num valor que emita um ruído perceptível. Isso para evitar aquecimento e possíveis distúrbios nos componentes da aplicação onde o acionamento está sendo utilizado.

A forma de onda da corrente, no motor, durante o chaveamento depende não só da frequência de chaveamento, mas também das rotações do motor, da indutância total, da resistência do motor e do nível da corrente no ciclo anterior. Na **FIG.2.21** mostra-se a relação existente, passo a passo, entre a corrente e a tensão num sistema de controle PWM.

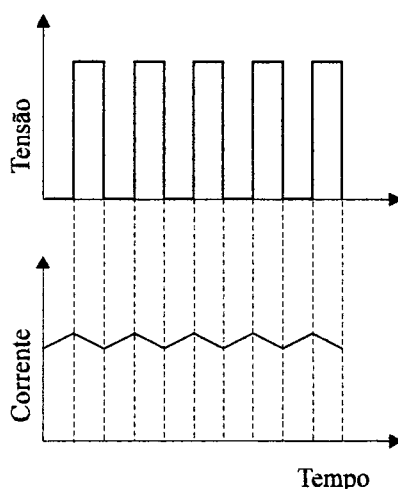


FIG.2.21 Relação existente entre a corrente e a tensão em um sistema de controle PWM (Gross 1983).

A **FIG.2.22** mostra o diagrama básico da ponte **H** do circuito utilizado. O retificador é alimentado por uma linha trifásica CA. O capacitor pode fornecer a energia armazenada nas acelerações, e carregar-se enquanto o motor absorve a energia mecânica durante a frenagem. O motor pode ser controlado para rotação horário ou anti-horário e pode ser acelerado ou frenado, pelo controle de dois transistores opostos diagonalmente T1-T2 ou T2-T4 no método bipolar. Um outro método de controle é o unipolar. Neste, mantém-se o transistor inferior T3 ou T2 conduzindo e o controle da passagem de

corrente é realizado somente através do chaveamento do transistor superior T1 ou T4, respectivamente.

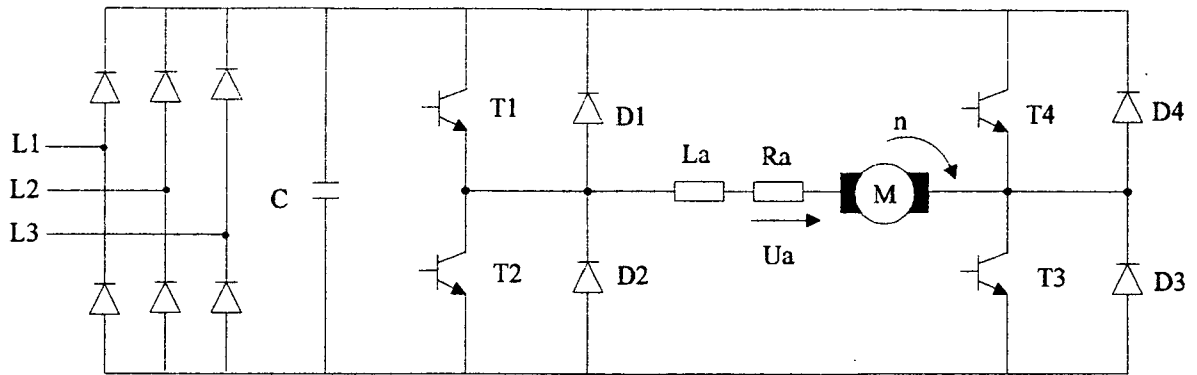


FIG.2.22 Diagrama básico da ponte do circuito do amplificador transistorizado PWM, onde T1 e T3 estão ativados. (Gross 1983).

A magnitude da tensão na armadura U_a e, conseqüentemente, as rotações n do motor, são determinadas pela maior ou menor condução do par de transistores ativados.

Amplificadores transistorizados CC PWM são utilizados convenientemente para rápidas e precisas máquinas de tornear e fresar.

Para aplicações em motores de indução CA, a tensão CC é cortada pelo inversor PWM dentro de grupos alternativos de pulsos curtos de maneira a produzir na corrente uma forma de onda senoidal dentada, mostrada na **FIG.2.23**.

Nestes sistemas a amplitude da tensão e a forma da onda são determinadas por variações no comprimento do pulso de cada ciclo em progresso. A forma de onda é formada pela variação do tempo entre pulsos durante cada metade de ciclo. A frequência, em ambos casos, é determinada pelo valor da inversão da polaridade.

2.1.8.2.2 AMPLIFICADOR CHAVEADO CHOPPER

A principal função dos amplificadores Chopper é o controle da corrente nas bobinas do motor. É realizada através do chaveamento em alta frequência dos transistores (Chopper). A tensão aplicada ao motor é muito maior que sua tensão nominal, o que possibilita um crescimento muito mais rápido da corrente nas bobinas do motor. Monitora-se a corrente nas bobinas. Um circuito de controle compara a

corrente medida com um valor de referência previamente ajustado e chaveia os transistores de forma a manter a corrente média muito próxima do valor médio requerido **FIG.2.24**.

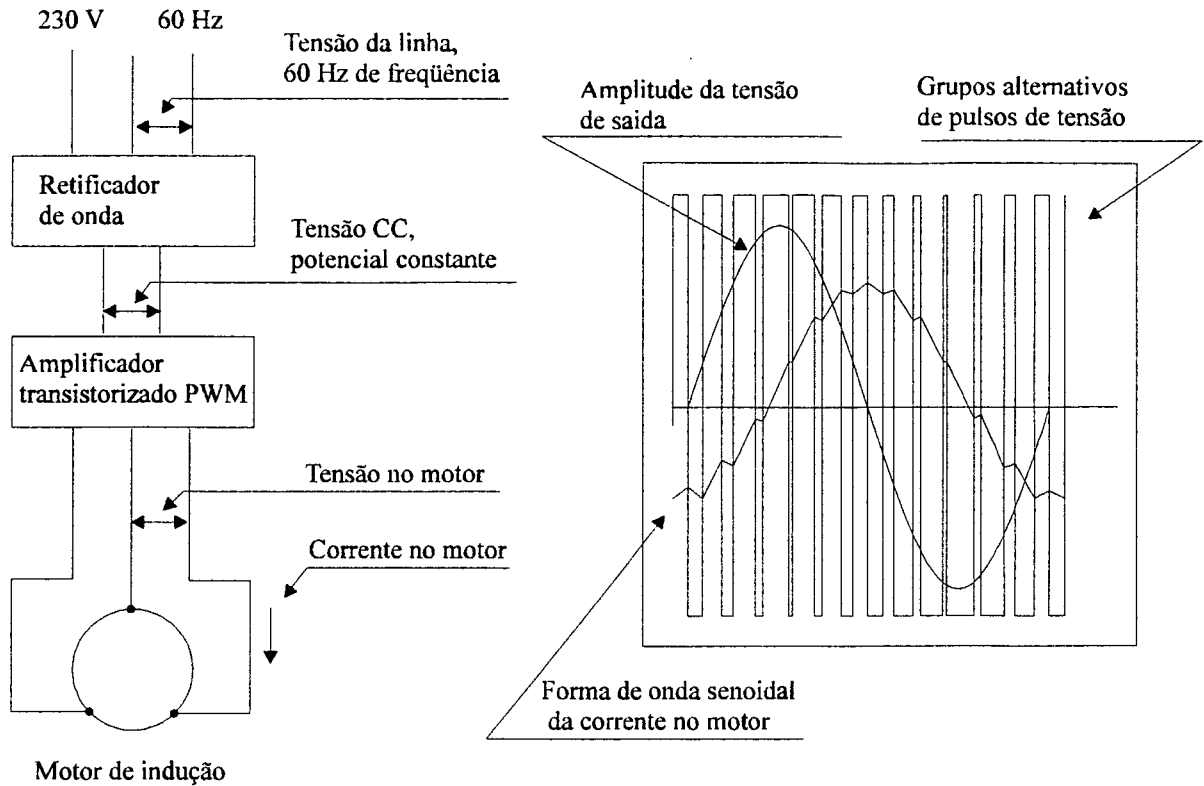


FIG.2.23 Circuito simplificado, tensão e corrente, característico dos *drives* PWM de frequência ajustável (Bahniok 1989). Forma de onda senoidal dentada da corrente produzido mediante um adequado chaveamento do amplificador PWM (Moczala 1979).

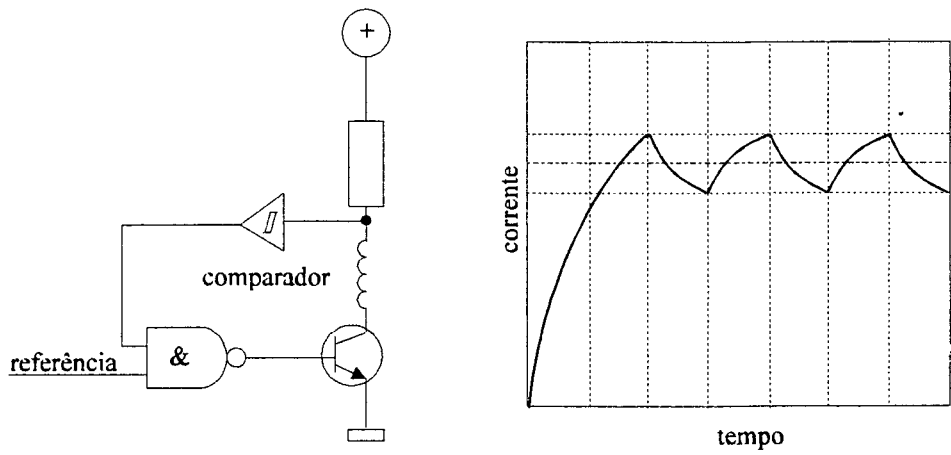


FIG.2.24 Amplificador chaveado Chopper (Lichtblau 1988).

2.2 SISTEMAS DE MEDIÇÃO

Um sistema de medição pode ser subdividido em três módulos funcionais: o transdutor, a unidade de tratamento de sinais e o indicador. Cada módulo pode constituir-se em uma unidade independente ou pode estar fisicamente integrado a os outros em um sistema de medição. (Gonçalves 1993).

O transdutor é o módulo do sistema de medição que está em contato com a grandeza a medir. O transdutor converte a grandeza a medir em um sinal geralmente elétrico correspondente segundo uma função transferência do sistema de medição, baseada na variação de um ou mais fenômenos físicos.

O sinal de saída do transdutor geralmente é um sinal de baixíssima potência, difícil de ser indicado diretamente. A unidade de condicionamento de sinal, além da amplificação de potência do sinal, pode também assumir funções de filtragem, compensação de junta fria, integração, retificação, isolamento, multiplexação.

O indicador recebe o sinal condicionado e através de recursos mecânicos, eletro-mecânicos, eletrônicos ou outros quaisquer, transforma-o em um número inteligível ao usuário, isto é, produz uma leitura perceptível. Este módulo subentende também unidades de registro, responsáveis pela descrição analógica ou digital do sinal ao longo do tempo ou outra grandeza independente. São exemplos : registradores X-Y, X-T.

2.2.1 SENSORES DE POSIÇÃO

Os sensores de posição são os elementos que obtém informações sobre a localização temporária do sistema (Elizo 1989). Segundo o local onde é realizada a medição, os sensores de posição se dividem em: de medição direta ou de medição indireta.

Diz-se que uma medição é direta quando a grandeza na qual se está interessado é medida diretamente e quando esta é medida através de uma outra grandeza a ela relacionada, estaremos diante de uma medição indireta (Litchtblau 1988).

Diferentes tipos e modelos de sensores de posição podem ser relacionados. Na Tabela.2.03 são descritos alguns dos mais utilizados:

Tipos	Sistemas de medição	Sinal fornecido
Potenciométricos	Absolutos	Analógicos
Transf.Dif. (LVDT)	Absolutos	Analógicos
<i>Resolvers</i>	Incrementais	Analógicos / Digitais
Interruptores Ópticos	Absolutos	Digitais
Codificadores Ópticos	Absolutos / Incrementais	Digitais
LASER Interferométrico	Absolutos / Incrementais	Digitais

Tabela 2.03 Diferentes tipos e modelos de sensores de posição.

2.2.1.1 INTERRUPTORES ÓPTICOS

Estes fornecem informações de tipo digital. São formados por um emissor óptico e um receptor que detecta a radiação do emissor. São utilizados principalmente como indicadores de sinais de referência. Na FIG.2.25 é apresentado um esquema mostrando o funcionamento de um interruptor óptico.

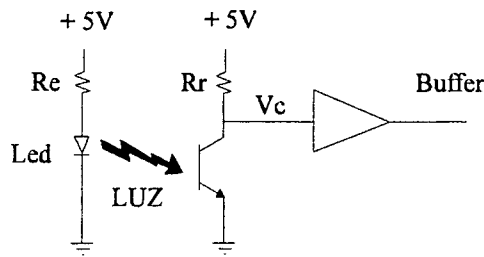


FIG.2.25 Interruptor óptico.

2.2.1.2 CODIFICADORES ÓPTICOS

Os codificadores ópticos, sejam absolutos ou incrementais, utilizam o princípio de funcionamento do interruptor óptico. Nos codificadores ópticos aplicam-se os interruptores ópticos. A FIG.2.26 mostra o princípio de funcionamento de um codificador óptico linear (escala opto-eletrônica) e um codificador óptico rotativo (*encoder*).

Os codificadores ópticos são frequentemente encontrados em sistemas de controle, convertendo deslocamentos translativos ou rotativos em sinais codificados digitalmente. Existem dois modos básicos na medição de deslocamento (absoluto e incremental), a partir dos quais se diferenciam os codificadores ópticos incrementais dos absolutos (Beltrão 1991).

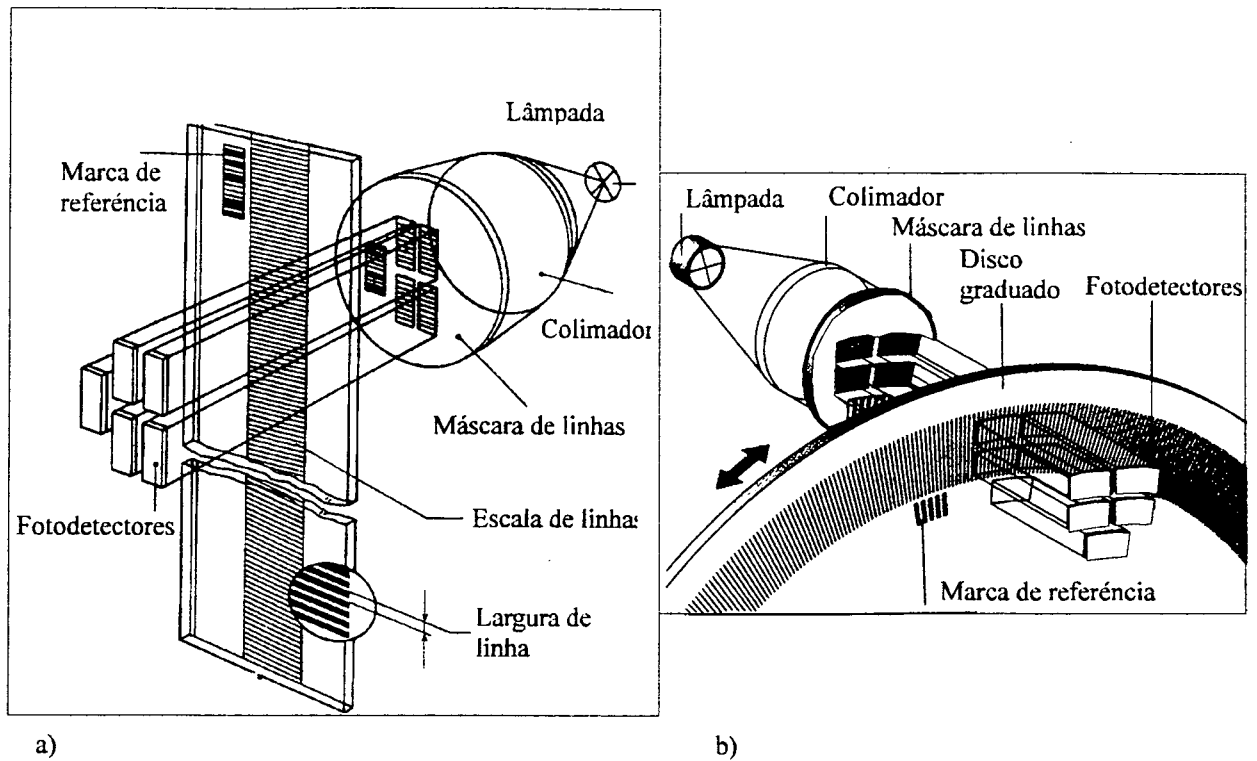
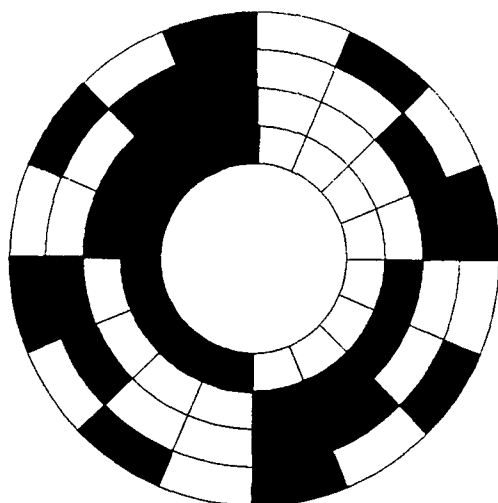


FIG.2.26 Componentes básicos de codificadores ópticos. a) Translativos, escalas optoeletrônicas (Ernest 1988) b) Rotativos (Heidenhain 1994).

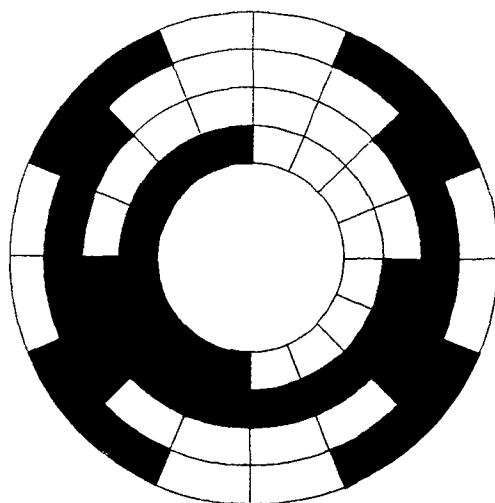
O codificador absoluto **FIG.2.27**, se caracteriza por produzir como informação de saída, um número digital diferente, para cada incremento do dígito menos significativo, aquele que define a resolução. O codificador incremental, por outro lado, produz um sinal (pulso) para cada deslocamento igual ao menor incremento de resolução, em consequência não existe diferença entre os sinais de saída como no caso dos codificadores absolutos.

Um codificador óptico incremental (rotativo ou translativo) pode ser:

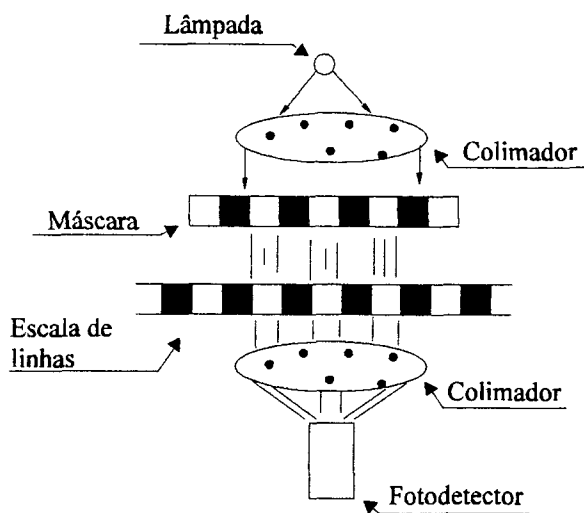
- **Transparente**, quando é formado basicamente por uma grade de setores (linhas) alternadamente transparentes e opacas, e de igual largura **FIG.2.28**, um emissor óptico (fonte de luz) e dois sensores opto-eletrônicos defasados de meia linha. Enquanto se desloca, os setores interrompem de modo alternativo o feixe luminoso entre fonte e fotodetector (Schneider 1993).



a) Código Binário



b) Código Gray

FIG.2.27 Codificador óptico absoluto.**FIG.2.28 Codificador óptico incremental transparente (Schneider 1993).**

- **Reflexivo**, quando um feixe luminoso incide sobre uma escala polida ao brilho com gravações de traços escuros, refletindo alternadamente sobre ela em direção a um fotodetector; com o movimento da escala, este fotodetector libera um sinal elétrico proporcional à intensidade luminosa incidente a cada instante **FIG.2.29**.

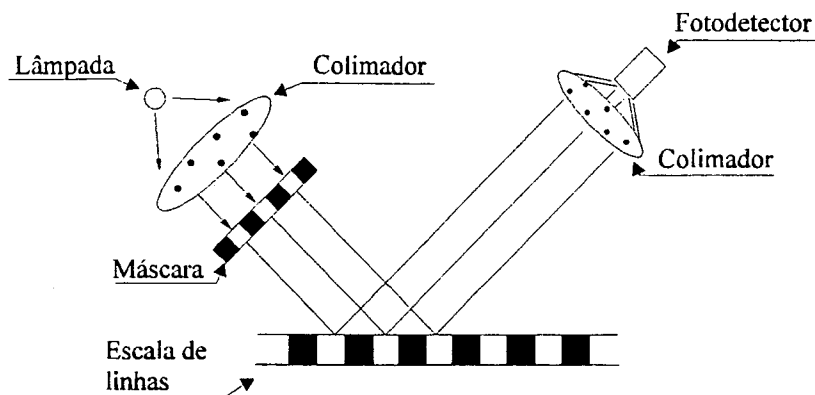


FIG.2.29 Codificador óptico incremental reflexivo (Schneider 1993).

Desta forma, em ambos os casos, quando é realizado um movimento, seja circular ou linear, do disco graduado ou da escala de linhas respectivamente, nos fotodetectores obtém-se dois trens de pulsos defasados de 90° (sinais em quadratura) devido à passagem das linhas entre os elementos emissor e sensor. Uma inversão no sentido de movimento (circular ou linear) produz uma alteração de defasagem de um sinal em relação ao outro de -90° para $+90^\circ$ ou vice-versa como mostrado na FIG.2.30.

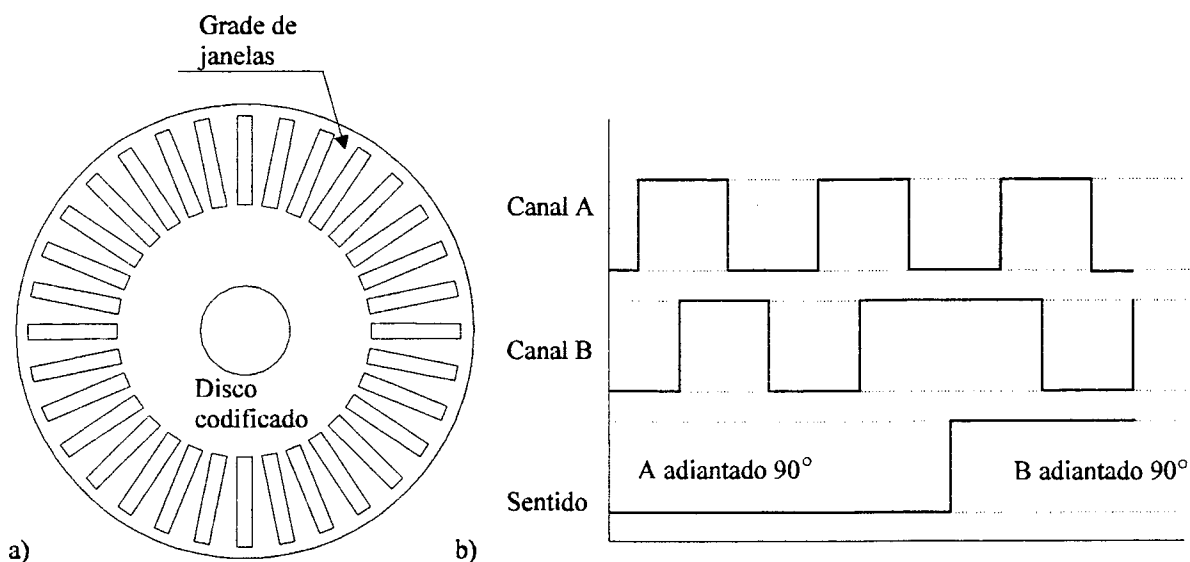


FIG.2.30 Codificador óptico incremental, mostrando as sinais em quadratura e uma inversão no sentido do movimento.

Na etapa de processamento eletrônico dos pulsos em quadratura pode-se aumentar a resolução do sistema de medição. Considerando os flancos de subida e descida dos sinais consegue-se obter, digitalmente, uma resolução até quatro vezes maior do que a básica, dada pelo número de divisões do

codificador (Martin 1984). A resolução pode ser ainda aumentada utilizando interpolação analógica dos sinais de quadratura desde que a sinal de saída seja triangular ou senoidal.

2.2.1.3 ENCODER A LASER

Devido ao uso de princípios de ondas ópticas, têm sido desenvolvidos *encoders* rotativos de maior resolução e mais compactos FIG.2.31.

Dois feixes de LASER são enviados simultaneamente, os quais são dispostos simetricamente em relação ao centro de rotação do disco codificado.

O uso do sistema óptico de reflexão do tipo *olho-de-gato* * elimina erros nas medições causado por variação de temperatura no sistema de reflexão, a qual afeta a estabilidade do comprimento de onda do semiconductor LASER.

Baseados no princípio de interferência, intensidades de luz no sistema de reflexão óptico são modulados senoidalmente com a rotação do disco gradeado. Esta luz, projetada no fotodetector a transforma internamente, em sinais elétricos da mesma forma de onda. Estes *encoders* são do tipo incremental e também aqui o uso de interpoladores permite multiplicar a resolução do sinal de saída.

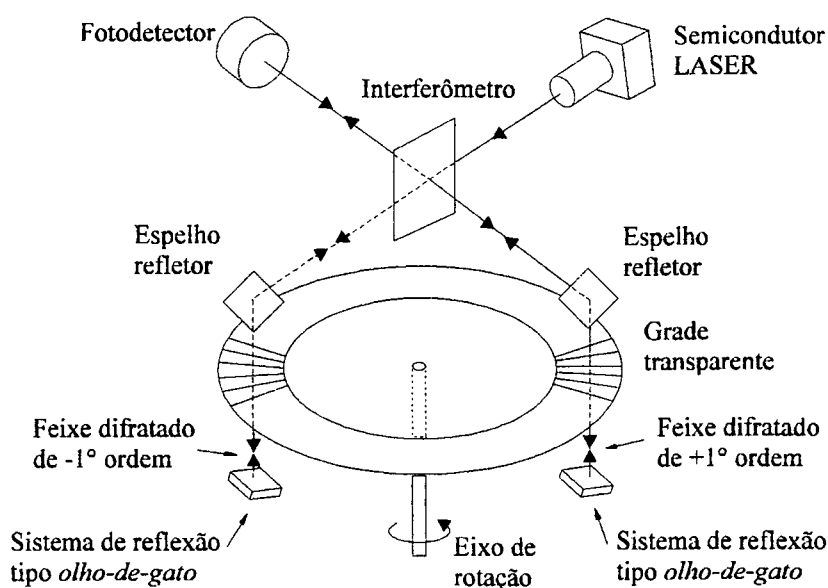


FIG.2.31. Esquema do princípio básico de operação do *encoder* LASER (Canon, catálogo).

* Imperfeição no vidro, sob a forma de bolha alongada, com um corpo estranho no meio (Fürstenau 1994).

Os *encoders* a LASER são utilizados para medir com alta resolução e precisão movimentos angulares, como em sistemas de controle de motores de acionamento direto em robótica, medição e calibração de instrumentos, além disso, proporcionam leitura de medidas em tempo real, sendo aplicativos as máquinas de ultraprecisão.

2.2.2 SENSORES DE FREQUÊNCIA ROTACIONAL

Num sistema de controle de movimento, em muitos casos, a realimentação da frequência rotacional é utilizada para melhorar a estabilidade e/ou o amortecimento total do sistema. Os sensores da frequência rotacional, na sua grande maioria encontram-se integrados ao servomotor (Litchtblau 1988).

Sensores de frequência rotacional são:

- tacômetro
- codificador óptico ou *encoder*
- sensor fotoelétrico

2.2.2.1 TACÔMETRO

O tacômetro é um dispositivo eletromecânico muito utilizado na monitoração da frequência rotacional. Independente do tacômetro ser de corrente contínua ou alternada (CC ou CA) apresenta a característica básica, de que a tensão de saída é proporcional à frequência rotacional do rotor. Sendo que no caso do tacogerador CA, onde uma corrente senoidal é induzida no enrolamento do primário, resultando em uma tensão de saída senoidal da mesma frequência e com amplitude proporcional à frequência rotacional do rotor, devendo a sinal ser demodulada para sua utilização. Já no tacogerador CC a tensão de saída não precisa demodulação **FIG.2.32**. Pode-se observar que a tensão de saída poderá estar em fase ou defasada de 180° elétricos conforme a rotor gire num sentido ou outro. (Doebelin 1990)

2.2.2.2 CODIFICADOR ÓPTICO INCREMENTAL

O codificador óptico incremental acoplado ao eixo do motor pode ser utilizado como dispositivo de medição da frequência rotacional.

Desde que o sinal de saída do codificador é um trem de pulsos, a frequência rotacional do eixo do motor pode ser determinada a partir do conhecimento da frequência destes pulsos (ver ANEXO 1).

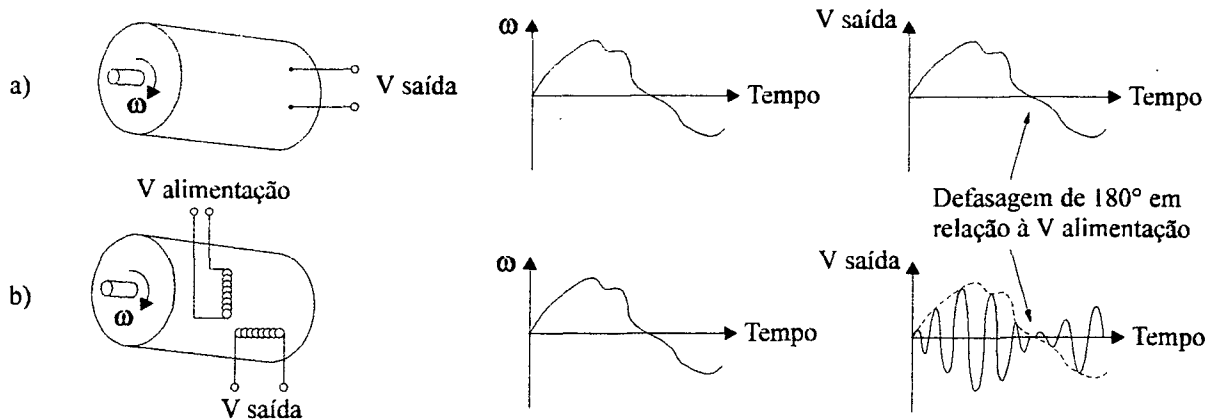


FIG.2.32 Tacogeradores. a) Tacogerador CC com ímãs permanente. b) Tacogerador CA (Doebelin 1990).

2.2.2.3 SENSOR FOTOELÉTRICO DE ROTAÇÃO

O sensor fotoelétrico de rotação é um instrumento raramente integrado em um acionamento. O princípio de funcionamento é o de um *encoder* simples incremental reflexivo (ver item 2.2.1.2).

Neste sensor de rotação uma lâmpada e um fotodetector estão instalados com pequeno ângulo de defasagem entre si FIG.2.33. O sensor opera com a luz refletida pelas marcas presentes no eixo cuja frequência rotacional está sendo medida. As marcas claro-escuro produzem variações de intensidade luminosa ao passarem em frente ao sensor, variações que o fotosensor capta e produz um número proporcional de pulsos de tensão. O sensor de rotação trabalha sem lentes o que torna fácil sua utilização.

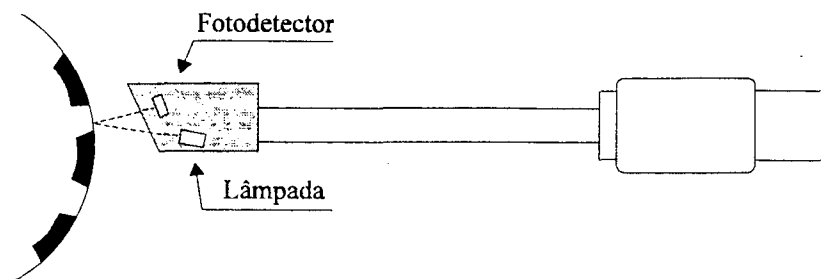


FIG.2.33 Sensor fotoelétrico de rotação (Teldix 1990).

2.2.3 TRANSDUTORES DE TORQUE

A maioria dos transdutores de torque utilizam elementos sensíveis que convertem o torque aplicado em um pequeno deslocamento angular, o qual corresponde usualmente à deformação de um elemento elástico. A FIG.2.34 mostra um eixo com uma carga torcional aplicada e torcionado de um ângulo θ .

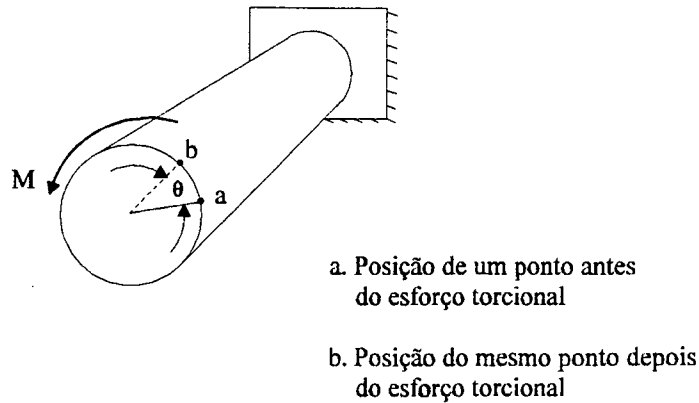


FIG.2.34 Deslocamento angular θ no eixo circular mediante a carga aplicada (Kordik 1987).

Se o ângulo θ é conhecido, então a carga torcional pode ser determinada a partir da seguinte relação:

$$M = \theta \frac{\pi D^4 G}{32L}$$

Onde:

D: Diâmetro do eixo

G: Módulo de elasticidade transversal

θ : Ângulo torcionado no eixo

M: Carga torcional

L: Comprimento do eixo

Inúmeros e diferentes princípios foram desenvolvidos para converter deslocamento angular em sinal elétrico mensurável, que pode ser amplificado, condicionado, ou convertido com bastante facilidade, perfeição e rapidez.

2.2.3.1 TORQUÍMETROS MAGNÉTICOS DE EIXO ROTATIVO

Para converter o deslocamento angular do eixo em um sinal elétrico, utiliza-se da variação da permeabilidade superficial que é função de tensões mecânicas. Quando a um eixo **FIG.2.35** é aplicada uma carga torcional, a superfície a 45° em direção axial estará sob compressão e a superfície a -45° estará sob tração. A permeabilidade da superfície sob compressão decrescerá e na superfície sob tração aumentará devido a nova distribuição molecular do material do eixo. Já para motores sub-micrométricos utiliza-se a magnetoestrição para determinar o deslocamento angular.

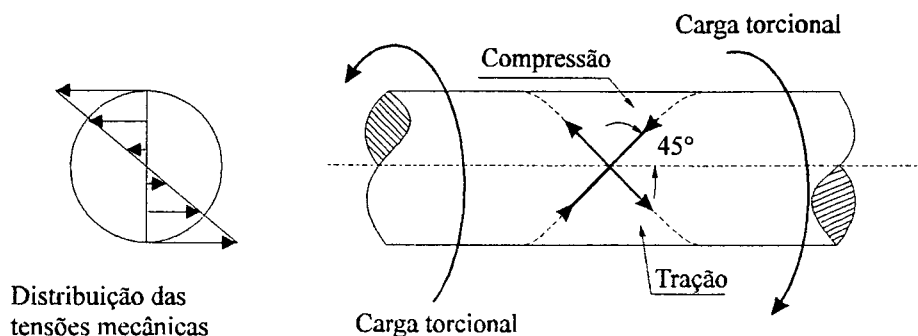


FIG.2.35 Eixo torcional carregado. Apresentam-se as superfícies em compressão e tração (Kordik 1987).

Para detectar o valor e o sentido da carga de torque no eixo, um circuito transformador diferencial linear é utilizado. A **FIG.2.36** mostra um esquema do transformador diferencial simples, o qual é formado por 3 indutores, sendo que um (primário) é excitado com uma tensão de amplitude e frequência fixa e os outros dois ligados de forma diferencial (secundário). A tensão nestes dois enrolamentos é proporcional ao fator de acoplamento entre o enrolamento primário e secundário o qual varia de acordo à permeabilidade do eixo.

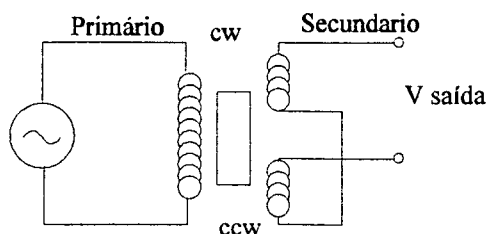


FIG.2.36 Esquema do circuito transformador diferencial linear.

2.2.3.2 TORQUÍMETROS COM EXTENSÔMETROS DE RESISTÊNCIA DE EIXO ROTATIVO

Nos transdutores rotacionais o elemento sensível pode ser mais rígido se o torque é determinado pelas variações dos extensômetros de resistência. Tais extensômetros de resistência devem ser colocados ao longo das linhas de compressão e tração que se mostram na **FIG.2.35**.

Os extensômetros de resistência são conectados em ponte diferencial para incrementar a sensibilidade e compensar as variações de temperatura. A **FIG.2.37** mostra um esquema simplificado da ponte diferencial com extensômetros de resistência.

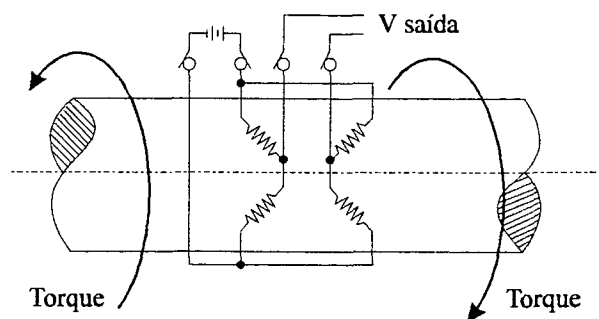


FIG.2.37 Esquema simplificado da ponte diferencial para os extensômetros de resistência (Kordik 1987).

Transdutores rotativos com extensômetros usam anéis de deslizamento (*slip ring*) para alimentar a ponte e transmitir o sinal de saída ao amplificador. Porém quatro anéis de deslizamento são necessários.

2.2.3.3 TORQUÍMETROS ÓPTICOS DE EIXO ROTATIVO

Transdutores de torque usando princípios ópticos para determinar o deslocamento angular do eixo eliminam a necessidade de anéis de deslizamento que podem causar problemas na medição. Em princípio trata-se de medir a defasagem dos sinais de dois sensores ópticos de posição incremental (ver item 2.2.2.3), calibrados para defasagem nula na ausência de torque. Ditos sensores ópticos encontram-se instalados em pontos distantes do eixo sujeito a torque **FIG.2.38**. Os pulsos saem de sincronismo tão logo a barra seja torcida pela carga. A acumulação de esses trens de pulsos fora de sincronismo são transformados em sinais digitais para possibilitar leituras de torque.

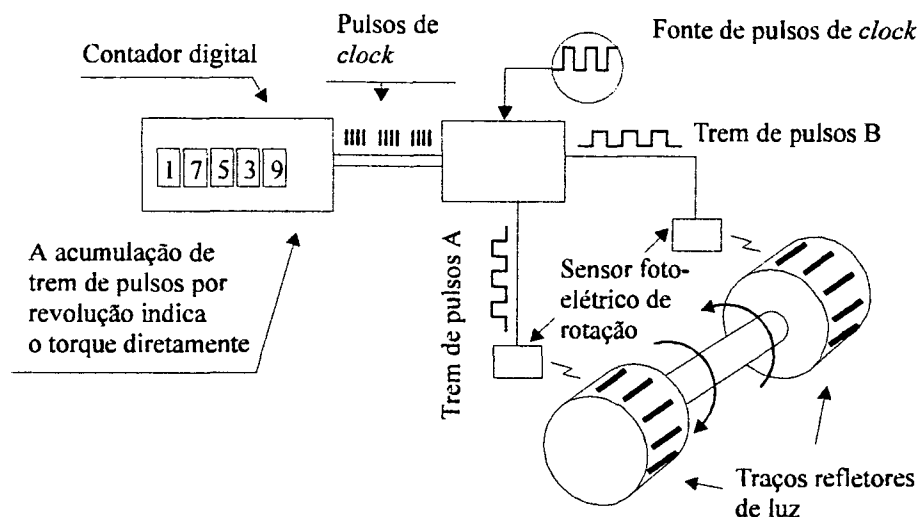


FIG.2.38 Transdutor óptico digital: os trens de pulsos mudam de acordo ao deslocamento angular do eixo (Design Engineering 1989).

Outro transdutor óptico de torque é o que utiliza dois discos iguais FIG.2.39, como os que são usados nos *encoders* de precisão. Os discos são fixados nas extremidades do eixo sensor. Um deslocamento torcional deste eixo desfasa um disco em relação ao outro, ação que aumenta ou diminui a área de sobreposição das janelas. Isso resulta num proporcional aumento ou diminuição de intensidade luminosa nos fotosensores, da luz provenientes de duas pequenas lâmpadas.

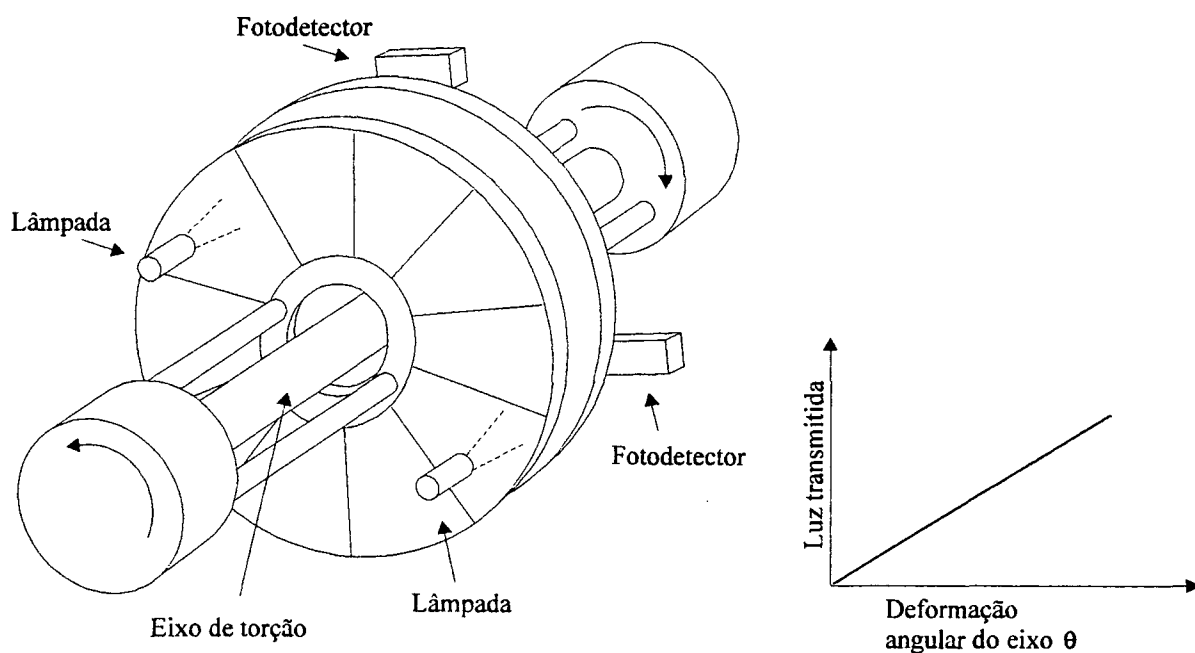


FIG.2.39 Transdutor analógico óptico: a deformação angular do eixo varia a área das janelas (Design Engineering 1989).

2.2.3.4 TORQUÍMETRO INDUTIVO DE EIXO CALIBRADO NÃO ROTATIVO

O sensor **FIG.2.40** consta basicamente das molas **1a** e **1b** e do transformador indutivo rotativo **2a** (rotor) e **2b** (estator). (Teldix 1990)

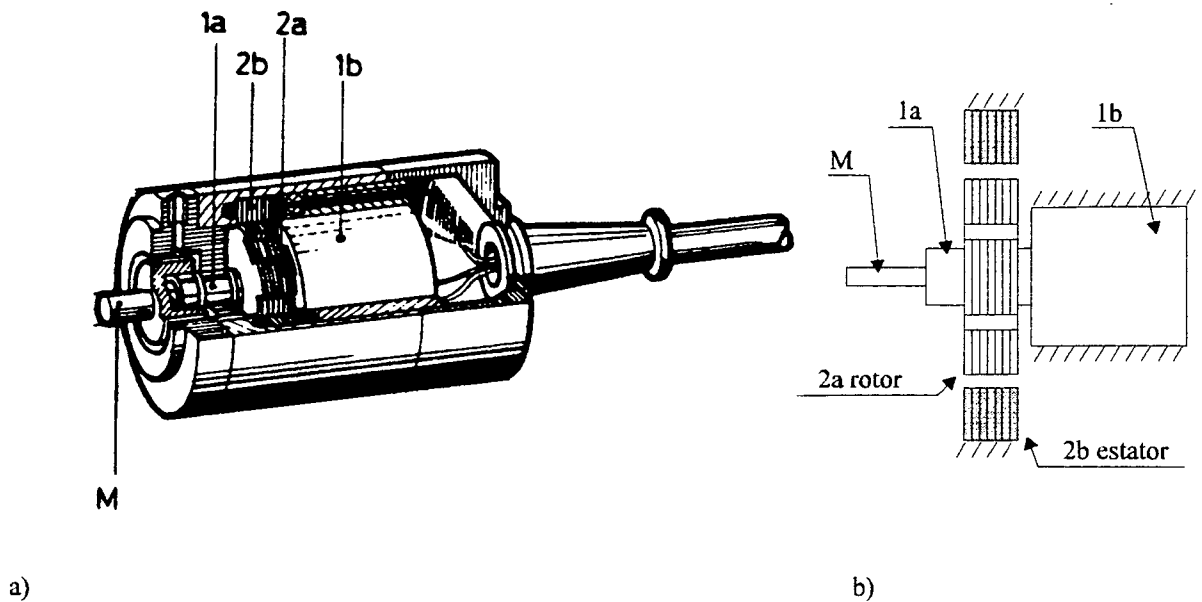


FIG.2.40 a) Sensor de torque (Teldix 1990) b) Esquema construtivo.

A mola **1a** se encontra entre o rotor **2a** e o eixo de torque **M**. O torque a ser medido atua sobre o eixo de torque **M**; a deformação produzida é transmitida pela mola **1a** diretamente ao rotor **2a**, movimento do qual produz uma variação de tensão no estator do transformador rotativo, obtendo-se de esta maneira uma grandeza elétrica proporcional ao torque. A tensão induzida no transformador rotativo cresce proporcionalmente à torção.

As molas permitem um ângulo de deformação entre o rotor e o estator de no máximo $\pm 2^\circ$ para o máximo torque.

Como os mancais do rotor e do eixo calibrado são totalmente livres de atrito, somente a histerese (elasticidade linear) da mola influi sobre a precisão das medições.

Devido à pequena deformação angular necessária à medição, as molas puderam ser realizadas bastante robustas, suportando grandes esforços axiais e radiais. Pela mesma razão a frequência natural obtida é muito alta.

2.2.4 DISPOSITIVOS DE FRENAGEM

Os dispositivos de frenagem são utilizados para simular carga no eixo do motor. Podem ser do tipo dissipadores diretos de energia mecânica (freio a pó magnetizável) ou conversores de energia mecânica em energia elétrica (freios de histerese).

2.2.4.1 FREIO A PÓ MAGNETIZÁVEL

O freio a pó magnetizável está composto de um rotor, de um estator e entre estes no entreferro, de um pó de finas partículas magnéticas em forma de agulhas. O estator compõe-se de uma bobina para gerar o campo e de uma armadura que conduz o fluxo magnético. Esta armadura apresenta uma descontinuidade de maneira que o fluxo magnético procurando a mínima relutância fecha o circuito pelo rotor, como é mostrado na **FIG.2.41**. Quando aplicada uma corrente na bobina o fluxo magnético que no entreferro se encontra em direção radial alinha nesta direção o pó magnetizável, incrementando de esta maneira o atrito entre a carcaça e o rotor. Porém, o torque produzido por atrito no freio, é controlado pela corrente que circula nas espiras da bobina.

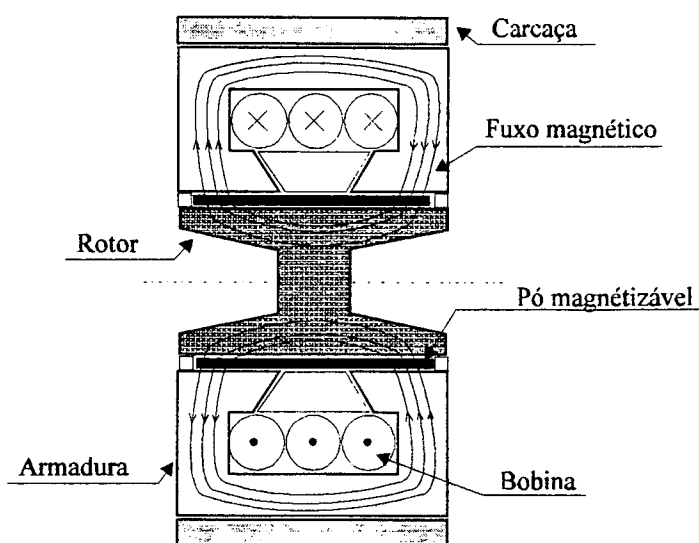


FIG.2.41 Esquema do freio a pó magnetizável.

Este freio apresenta duas características principais. O torque é constante para diferentes frequências rotacionais como mostrado na **FIG.2.42**. E na faixa de operação, o torque é de característica linear em função da corrente que circula na bobina **FIG.2.43**.

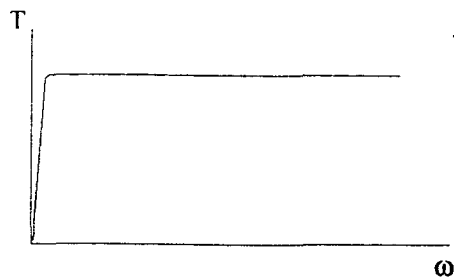


FIG.2.42 Relação torque vs. frequência rotacional, do freio de pó magnetizável.

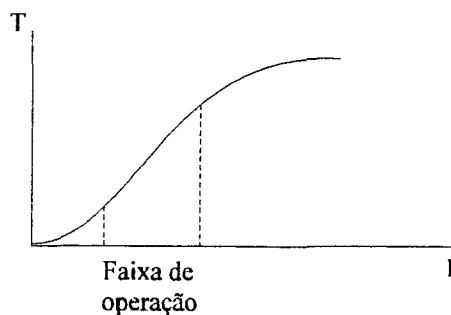


FIG.2.43 Relação torque vs. corrente, do freio de pó magnetizável.

2.2.4.2 FREIO DE HISTERESE

O freio de histerese opera segundo o mesmo princípio de funcionamento do motor a histerese. O torque de frenagem é produzido pela rotação de um rotor de ímãs permanentes num campo magnético. A carga é aplicada incrementando-se a corrente nos enrolamentos do estator do freio de histerese.

Este freio apresenta a característica de fornecer amortecimento ao motor ao qual esta acoplado, esta característica não é apropriada para ensaiar motores de passo por causa de se estar encobrindo o verdadeiro funcionamento ao apresentar-se o motor sem vibrações, situação que não é real. O torque fornecido pelo freio a histerese é de característica linear em função da frequência rotacional **FIG.2.44**.

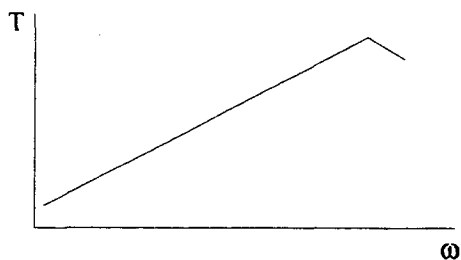


FIG.2.44 Relação torque vs. frequência rotacional, do freio de histerese.

2.2.5 SISTEMAS DE ENSAIO PARA MEDIÇÃO DE TORQUE DINÂMICO DE ACIONAMENTOS FRACIONÁRIOS ROTATIVOS (BANCADAS)

Para determinar o torque do motor a diferentes frequências rotacionais, é necessário de um dispositivo de frenagem para proporcionar a carga ao eixo do motor e de um transdutor de torque para medir o torque produzido.

Sistemas específicos utilizando estes componentes são desenvolvidos basicamente, para medição de torque vs. frequência rotacional e potência mecânica. Estes sistemas são denominados dinamômetros. Contudo, um freio a pó magnetizável calibrado em boas condições bastaria para determinar estas características, como explicado no item 2.2.5.1.

Melhores resultados para a medição de torque vs. frequência rotacional e potência mecânica são obtidos com sistemas que apresentem baixas inércias próprias. Uma relação ideal é proporcionada com uma inércia do torquímetro em torno a 1/10 da inércia do rotor do motor a ser ensaiado.

2.2.5.1 FREIO A PÓ MAGNETIZÁVEL CALIBRADO COMO DINAMÔMETRO

Este sistema não precisa de um torquímetro para determinar o torque produzido pelo motor a diferentes frequências rotacionais.

Para utilizar o freio a pó magnetizável como dinamômetro deve-se primeiramente calibrá-lo. De maneira que seja conhecido o torque de frenagem em função da corrente de alimentação. Com esta informação comanda-se o freio em malha aberta, impondo-se a corrente necessária para proporcionar a carga desejada no motor.

Este freio é energizado pelo lado elétrico por uma fonte de corrente ajustável e pelo lado mecânico pelo torque aplicado pelo motor.

A corrente proporcional à leitura do torque de frenagem desenvolvido pelo motor é razoavelmente exata, mas requer de uma freqüente checagem. Um bloco diagrama funcional deste sistema é apresentado na FIG.2.45.

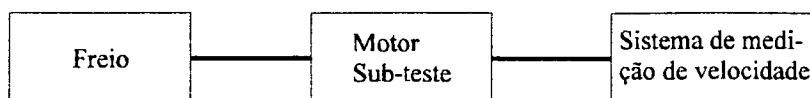


FIG.2.45 Diagrama de blocos do sistema de medição de torque, freio a pó magnetizável calibrado.

2.2.5.2 DINAMÔMETRO FREIO - TORQUÍMETRO

Para proporcionar torque de frenagem e leitura do mesmo, o freio (seja a pó magnetizável ou de histerese) deve ser acoplado entre o motor e o transdutor de torque de eixo não rotativo, **FIG.2.46**. O freio deve ser montado sobre rolamentos, medindo-se o torque de reação exercida sobre a carcaça do freio que é deslocada de um pequeno ângulo ao acionarse o motor. Deve ser incluído um sensor de frequência rotacional para obter a curva característica torque vs. frequência rotacional.



FIG.2.46 Diagrama de blocos do sistema de medição de torque, freio dinamométrico a pó magnetizável.

Sistemas específicos são oferecidos no mercado, tais como os dinamômetros especiais feitos para ensaio de motores de passo, que proporcionam leitura da frequência rotacional e um circuito de memória para o torque de pico.

2.2.5.3 SERVO DINAMÔMETRO CC

O desenvolvimento de servocontroles e de servomotores CC modernos induziu o desenvolvimento dos modernos dinamômetros servocontrolados. Um transdutor de torque de eixo rotativo é usado para medir o torque entre motor sob teste e o servomotor CC, como mostrado no bloco diagrama da **FIG.2.47**.

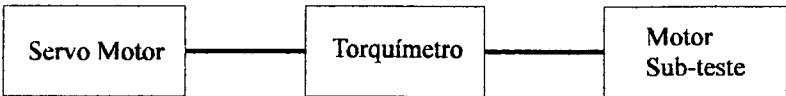


FIG.2.47 Diagrama de blocos do sistema de medição de torque, servo dinamômetro CC.

O servomotor é utilizado como dispositivo de frenagem. Quando o servomotor CC é operado com a mesma frequência rotacional do motor sob teste, no torquímetro é acusado torque zero. A carga é aplicada pela mudança da frequência rotacional do servomotor. O dinamômetro servocontrolado CC pode ser usado para ensaiar motores sob o controle do servo nos quatro quadrantes de operação, **FIG.2.18**. O servomotor para giro do eixo do motor em sentido horário, no quadrante I produz-se

torque positivo acionando o motor sub teste, já no quadrante IV produz-se torque negativo freiando o motor. Para giro em sentido anti-horário produzem-se os mesmos efeitos nos quadrantes II e III.

O sistema servo dinamômetro pode utilizar informações de torque ou frequência rotacional realimentadas para realizar o ensaio em valores predeterminados de frequência rotacional ou torque.

O servodinamômetro CC pode ser convenientemente gerenciado por um sistema de comando e aquisição de dados controlado pelo computador, desde que o comando do servodinamômetro CC é realizado mediante um sinal de referência ao *drive* do servo.

2.2.5.4 MÉTODOS INERCIAIS

O torque dinâmico pode ser calculado utilizando as informações da curva frequência rotacional vs. tempo. O sistema total de inércia rotacional deve ser cuidadosamente conhecido tão bem quanto a fricção.

O torque pode ser calculado pela relação:

$$T = J\alpha$$

onde:

T: é o torque do motor

J: é o momento de inércia do sistema rotacional

α : é a aceleração ou desaceleração angular em qualquer instante.

Desde que a frequência rotacional é conhecida, este sinal pode ser diferenciado para obter o sinal de aceleração. Como a inércia rotacional permanece constante, o sinal de aceleração é proporcional ao torque.

2.3 PLACA DE COMANDO E AQUISIÇÃO DE SINAIS (INTERFACE MULTI E/S)

Devido os PC/AT serem amplamente difundidos, muitos PCs estão sendo utilizados em laboratórios e fábricas para aplicações de aquisição de dados e controle. A evolução dos conversores A/D e

condicionadores de sinal, tornam as Interface Multi E/S na escolha mais prática para instrumentação. Instrumentos IEEE 488 e VXI são geralmente utilizados para uma medição mais sofisticada.

Uma Interface Multi E/S pode oferecer uma variedade de funções, incluindo conversão A/D, conversão D/A, digital I/O e operações contador/timer.

Com estas características a Interface Multi E/S pode ser utilizada para a automação de máquinas, monitoramento e controle de processos, instrumentação e teste de funções eletrônicas. Podendo tomar medições de tensão mediante as entradas analógicas, analisar sinais e transientes. Mediante as saídas analógicas pode-se controlar máquinas e processos. Mediante as linhas I/O digitais controla-se processos e chaveamento de reles. Com os contadores e as saídas em frequência pode-se regular o tempo em equipamentos, medições de frequência, eventos, largura de pulsos, etc.

2.4 ANALISADOR DE SISTEMAS DE CONTROLE (CONTROL SYSTEMS ANALYSER-CSA)

O Analisador de Sistemas de Controle é um instrumento de medição projetado para realizar ensaios tanto no domínio tempo, quanto no domínio frequência.

Para o domínio tempo as características do sistema de medição são as seguintes (Hewlett-Packard 1991):

- Possui uma entrada para medição da resposta (sinal da frequência rotacional real dada pelo tacogerador do acionamento) e outra entrada para medição da referência da frequência rotacional (frequência rotacional desejada).
- Possui recursos de escalas de leitura programáveis, a fim de simplificar e padronizar a apresentação dos resultados de ensaios.
- Recurso de *zoom* em regiões específicas da medição.
- Elevada taxa de aquisição e amostragem de dados.
- Cálculo da média de *n* medições.
- Interface para *ploter*.
- Geração da função impulso, da função degrau, com ajuste do nível (geração da referência, ou seja, da frequência rotacional desejada), da função rampa, etc.
- Recursos para medição do gradiente (inclinação das curvas), tempo, amplitude e período de oscilação da resposta.

Já para os ensaios no domínio frequência as características são:

- Geração de função senoidal com frequências variáveis dentro de um intervalo predeterminado.
- Recursos para medição de gradientes da resposta, frequência de ressonância e amplitude da resposta.
- Traçado do diagrama de Bode.
- Traçado do diagrama Lugar das Raízes.
- Traçado do diagrama Polar.
- Traçado da curva ajustada (*fit*) do diagrama de Bode (melhor curva que passa sobre os pontos de medição)
- Determinação da função coerência, a fim de se avaliar a confiabilidade da medição.
- Cálculo dos pólos e zeros da função transferência frequencial determinada no diagrama de Bode.

3. DESENVOLVIMENTO DO SISTEMA DE ENSAIOS (BANCADA)

Após serem analisados os sistemas de ensaios existentes (item 2.2.5), os componentes utilizados e os acionamentos a serem testados na bancada, segue-se neste capítulo o projeto mecânico do sistema de ensaios (bancada). A concepção estrutural da bancada de ensaios deverá ser própria da mecânica fina.

3.1 PROJETO CONCEITUAL

O projeto conceitual é a primeira etapa do processo de projeto. Envolve requisitos de projeto, detalhes funcionais e a geração de soluções que atendam às necessidades do consumidor.

O *Desdobramento da Função Qualidade* (QFD), ou Casa da Qualidade, pode ser entendida como um mapa conceitual que permite um planejamento interfuncional e comunicativo entre os setores responsáveis pelo desenvolvimento do produto em todas as suas etapas. Em suma, é uma ferramenta bastante eficiente para traduzir as necessidades do usuário (de natureza essencialmente abstrata) em metas de projeto (de natureza quantitativa). (HAUSER 1989)

3.1.1 NECESSIDADES DO USUÁRIO

Sendo desenvolvida a bancada para acionamentos de potência fracionaria, serão ensaiados motores com torques entre 5 a 180 Ncm. Estes limites de torque são claramente definidos pelo conjunto Freio de Pó Magnetizável - Torquímetro, devido ao fato de que o torque produzido pelo freio deve ser detectado nos limites máximos do torquímetro (dados técnicos expostos no item 3.1.2).

MEDIÇÃO

- Medição de torque vs. frequência rotacional.
- Medições das constantes características dos motores.
- Teste de controladores.
- Resposta em frequência.
- Transientes. Resposta no tempo da posição angular, frequência rotacional e aceleração angular.

FÁCIL MONTAGEM

- Permitir ensaios individuais do motor com qualquer um dos sensores de medição e/ou carregamento.

- Possibilidade de acoplar diferentes acionamentos de flange com simplicidade e baixo custo.
- Os módulos sustentadores (do acionamento, cargas e sensores) devem permitir uma boa centragem e serem fáceis de manipular.

CAPACIDADE

- Adaptabilidade da bancada para receber motores maiores com eixos longos e menores com eixos curtos.
- Disponibilidade de cargas dinâmicas (inércias), estáticas (freio).
- A bancada de provas é para acionamentos eletromecânicos fracionários rotativos.
- Testar motores rotativos C.A., C.C. com escovas, *brushless*, motores de passo.
- Garantir boas medições.

OPERAÇÃO AUTOMATIZADA

- Automação total da aquisição de dados e avaliação dos valores medidos.
- Rápido processamento dos dados adquiridos.
- Sequência de provas completamente automatizada.

SEGURANÇA

- Segurança na montagem, operação, manutenção e limpeza.

3.1.2 REQUISITOS DA QUALIDADE

DISPOSITIVOS PARA OS ENSAIOS

- Potência dos motores a ensaiar: até 5 hp.
- Faixa de operação do torquímetro: +100 a -100 Ncm bidirecional, ou 0 a 200 Ncm unidirecional.
- Torque produzido pelo freio como carga estática: 5 Ncm como mínimo a 180 Ncm como máximo.
- Jogo de discos de inércia para diferentes cargas dinâmicas: Possibilidade de aplicar 1.64 kg cm² em frações de 40 g cm².
- Limite máximo de operação do tacômetro: 999 krpm.
- Número de linhas do *encoder* por revolução: 2500 linhas/rev.

CONSTRUÇÃO

- Peso do módulo: 5 kg.
- A bancada deve ter uma base firme de fixação, para diminuir as vibrações: Peso da base de fixação: 1500 kg.
- Os módulos sustentadores devem ser independentes para cada dispositivo de medição ou acionamento.
- As porcas de acionamento a mexer para centrar devem ser fáceis de pegar e recartilhadas (ver FIG.3.11). Diâmetro das porcas de acionamento: 10 mm
- Projetar os módulos para 5 graus de liberdade.
- A chapa onde o motor é fixado deve ser removível, para poder trocar com facilidade o motor.
- As uniões devem ser desmontáveis, para uma boa manutenção e limpeza.
- Projetar sistemas simples para não complicar a fabricação.

SEGURANÇA

- Número de cantos vivos por módulo: 8
- Tratamento superficial para evitar a corrosão das peças e dar uma maior vida útil: Ferro oxidação.
- Os conectores para conectar os sinais dos *drives* de tratamento de sinal devem ser diferentes umas das outras para evitar confusões.
- Os cabos e conexões devem estar insoladas e blindadas, para evitar ruídos na transmissão de sinais.

CAPACIDADE

- Diâmetro máximo da carcaça dos motores: 116 mm.
- Utilizar acoplamentos normalizados para garantir uma boa transmissão de movimento.
- Utilizar para motores pequenos nos módulos sustentadores, uma placa de 10 mm de espessura e uma de 18 mm para motores maiores.

AUTOMAÇÃO

- Rapidez da placa de aquisições de sinais: 200 kamostras/s.
- Frequência base máxima da placa de aquisições: 5 MHz
- Rapidez do computador hospedeiro: 66 MHz.
- Aquisição dos sinais digitais disponíveis nos *drives* de condicionamento.

INÉRCIAS ENVOLVIDAS

- Inércia do disco do *encoder*: 19 g cm².
- Inércia do acoplamento ao *encoder*: 112.1 g cm².
- Inércia do acoplamento ao motor: 112.1 g cm².
- Inércia do disco do freio: 20 g cm².
- A soma destas inércias, que é o total aplicado ao motor, é: 263.2 g cm²
- O valor aproximado da inércia dos rotores para diferentes acionamentos fracionários são:
 - Motores CC de baixa inércia: 34.4 g cm²
 - Motores de passo: 880 g cm²
 - Motores de CC comuns: 1600 g cm²
 - Motor trifásico CA: 6000 g cm²

3.1.3 CASA DA QUALIDADE

Mostra-se na **FIG.3.01** a *casa da qualidade* (QFD) realizada para o projeto da bancada de ensaios (implementada com base na referência HAUSER 1989).

Pode-se ver da casa da qualidade que as inércias envolvidas dos dispositivos acoplados ao acionamento são consideráveis para os acionamentos de baixa inércia e motores pequenos, pois para os motores CC de baixa inércia representam $263,1 \text{ gcm}^2 / 34,4 \text{ gcm}^2 * 100 = 744 \%$ da inércia do rotor por tanto devem ser levados muito em conta nos ensaios. Para os motores de passo estas inércias também são consideráveis, pois representam $263,2 \text{ gcm}^2 / 880 \text{ gcm}^2 * 100 = 29,9 \%$ da inércia do rotor. Para os motores comuns CC esta inércia representa $263,2 \text{ gcm}^2 / 1600 \text{ gcm}^2 * 100 = 16,5 \%$ da inércia do rotor. Representando $263,2 \text{ gcm}^2 / 6000 \text{ gcm}^2 * 100 = 4,4 \%$ para os motores trifásicos CA de baixa dinâmica, uma baixa relação que não é atrativa pois nestes não se realizarão ensaios de transientes devido a serem acionamentos utilizados para trabalhar no regime permanente.

O que significa que os ensaios sobre os acionamentos realizados com todos os transdutores e cargas estarão sempre influenciados por uma inércia inerente da bancada, que deverá ser considerado na análise dos resultados.

FIG.2.43 Relação torque vs. corrente, do freio de pó magnetizável.

FIG.2.44 Relação torque vs. frequência rotacional, do freio de histerese.

FIG.2.45 Diagrama de blocos do sistema de medição de torque, freio a pó magnetizável calibrado.

FIG.2.46 Diagrama de blocos do sistema de medição de torque, freio dinamométrico a pó magnetizável.

FIG.2.47 Diagrama de blocos do sistema de medição de torque, servo dinamômetro CC.

FIG.3.01 Casa da qualidade para a bancada.

FIG.3.02 Esquema da disposição motor imobilizado.

FIG.3.03 Cadeia cinemática da disposição motor imobilizado.

FIG.3.04 Esquema da disposição freio imobilizado.

FIG.3.05 Cadeia cinemática da disposição freio imobilizado.

FIG.3.06 Esquema da disposição com torquímetro de eixo rotativo.

FIG.3.07 Cadeia cinemática da disposição com torquímetro de eixo rotativo.

FIG.3.08 Componentes mecânicos da bancada para a disposição motor imobilizado.

FIG.3.09 Esquema do chassi da bancada.

FIG.3.10 Esquema das porcas de sujeição dos módulos ao chassi.

FIG.3.11 Vista explodida do módulo sustentador, especificando os 5 graus de liberdade que este oferece.

Fig.3.12. Dimensões gerais da bancada de ensaios.

FIG.3.13 Dispositivo de inércias.

FIG.4.1 Esquema completo da bancada. O acionamento e seu respectivo *drive* não formam parte integral da bancada de ensaios propriamente dita, pois estes são os componentes a serem testados.

FIG.4.2 Torque vs. corrente, para o freio utilizado na bancada (Mobac manual do freio).

FIG.4.3. Gráfico da tensão de alimentação ao freio para as diferentes posições do potenciômetro.

FIG.4.4. Gráfico da corrente fornecida ao freio em função das diferentes posições do potenciômetro.

FIG.4.5 Conexões no *drive* do freio.

FIG.4.6 Caixa de conexão entre as sinais dos *drives* e condicionadores componentes da bancada com o barramento de dados da Interface Multi E/S.

FIG.4.7 Circuito esquemático de conexão dos diferentes sinais da bancada com os respectivos canais de aquisição e comando da Interface Multi E/S.

FIG.4.8 Esquema elétrico do circuito original do *drive* do freio.

FIG.4.9 Esquema elétrico do circuito modificado para controle remoto do freio.

FIG.4.10. Gráfico da corrente fornecida ao freio em função das diferentes tensões de referência da Interface Multi E/S.

FIG.5.01 Esquema da montagem da bancada para o ensaio da curva característica torque vs. frequência rotacional.

FIG.5.02 Curva característica estática torque vs. frequência rotacional para o acionamento apresentado no item 4.1.9.

FIG.5.03 Esquema da montagem da bancada para o ensaio constante de tensão.

FIG.5.04 Curva característica estática para a determinação da constante de tensão para o acionamento apresentado no item 4.1.9.

FIG.5.05 Esquema da montagem da bancada para o ensaio constante de torque.

FIG.5.06 Curva característica estática para a determinação da constante de torque para o acionamento apresentado no item 4.1.9.

FIG.5.07 Constante de tempo mecânica.

FIG.5.08 Esquema da montagem da bancada para o ensaio da constante de tempo mecânica.

FIG.5.09 Gráfico da resposta ao degrau para o acionamento apresentado no item 4.1.9.

FIG.5.10 Tela do CSA que mostra os dados do ensaio para a resposta ao degrau do motor apresentado no item 4.1.9.

FIG.5.11 Constante de tempo elétrica.

FIG.5.12 Circuito elétrico da conexão do motor para o ensaio da constante de tempo elétrica.

FIG.5.13 Esquema da montagem da bancada para o ensaio da determinação do parâmetro característico dinâmico constante de tempo elétrica.

FIG.6.01 Curva torque vs. frequência rotacional obtida na bancada de ensaios.

FIG.6.02 Curva torque vs. frequência rotacional fornecida pelo fabricante.

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.01 Formas construtivas apresentadas pelos diversos tipos de motores rotativos fracionários.

Tabela 2.02 Principais características dos motores operados diretamente na rede (Martin 1995).

Tabela 2.03 Diferentes tipos e modelos de sensores de posição.

Tabela 3.01 Matriz de comparação entre as três possíveis disposições.

Tabela 3.02. Quantidade e valores de inércia de cada disco e componentes do sub-sistema de inércias.

Tabela 3.03 Valores de inércia obtidos pela combinação do eixo, porca e discos.

Tabela 4.01 Análise de mercado sobre placas de comando e aquisição de sinais (Interface Multi E/S).



3.2 POSSÍVEIS DISPOSIÇÕES DOS TRANSDUTORES, CARGAS E ACIONAMENTOS

Para realizarem-se os diferentes ensaios necessita-se dispor as cargas (atrito e inércia), os transdutores dos sistemas de medição da bancada e os acionamentos a ensaiar, numa cadeia interligada em direção axial.

O sistema de ensaios de medição de torque adotado na bancada é do tipo **dinamômetro freio - torquímetro** item 2.2.5.2, os componentes deste sistema podem dispor-se de diversas maneiras como é explicado a continuação.

3.2.1 DISPOSIÇÕES COM TORQUÍMETRO DE EIXO NÃO ROTATIVO

3.2.1.1 DISPOSIÇÃO COM MOTOR IMOBILIZADO

A FIG.3.02 mostra um esquema no qual a carcaça do torquímetro encontra-se imóvel estando fixa ao módulo que o sustenta. O freio, apoiado através de rolamentos em dois módulos, pode girar livremente. Sua carcaça é conectada, mediante acoplamento rígido, ao eixo do torquímetro. Pode-se assim medir o torque de reação na carcaça do freio resultante da aplicação da carga no motor. Na outra extremidade do freio está o eixo rotativo do rotor, ao qual é conectado o eixo do motor, mediante um acoplamento flexível mas torcionalmente rígido. Para ensaiar o motor com cargas inerciais o eixo do freio é substituído por outro provido de encaixe para portar os discos de inércia. A carcaça do motor encontra-se imobilizada pelo módulo que o sustenta. Para, simultaneamente, medir-se posição e/ou frequência rotacional do eixo mediante uso de encoder, é necessário, para que este possa ser acoplado, que o motor disponha das duas pontas de eixo acessíveis.

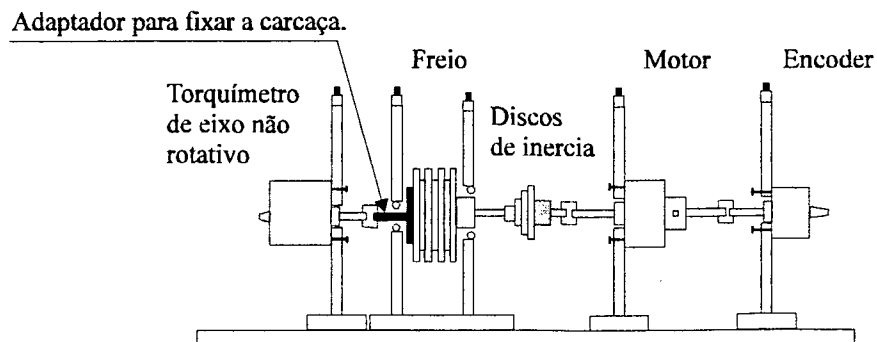


FIG.3.02 Esquema da disposição motor imobilizado.

A **FIG.3.03** apresenta o correspondente diagrama de corpo livre ou cadeia cinemática, onde pode se ver esquematicamente os mancais, acoplamentos, rolamentos, massas e demais dispositivos componentes da bancada.

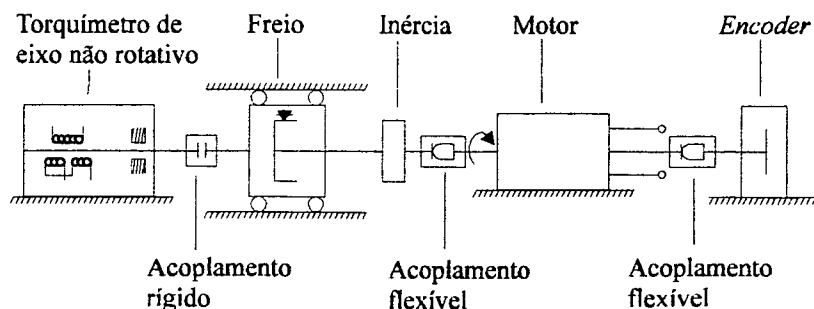


FIG.3.03 Cadeia cinemática da disposição motor imobilizado.

3.2.2.1 DISPOSIÇÃO COM FREIO IMOBILIZADO

Conforme se mostra no esquema da **FIG.3.04** e cadeia cinemática da **FIG.3.05**, nesta disposição o torquímetro encontra-se imobilizado em seu módulo. Seu eixo está rigidamente acoplado à carcaça do motor, a qual pode girar livremente sobre rolamentos. Mede-se o torque de reação do rotor do motor sobre sua carcaça. O eixo do motor está acoplado ao eixo de cargas inerciais, que é o eixo do freio. A carcaça do freio encontra-se imobilizada pelo módulo que a sustenta para proporcionar assim o torque de reação. Na outra extremidade livre do eixo do freio acopla-se o *encoder* para medir a posição e/ou frequência rotacional.

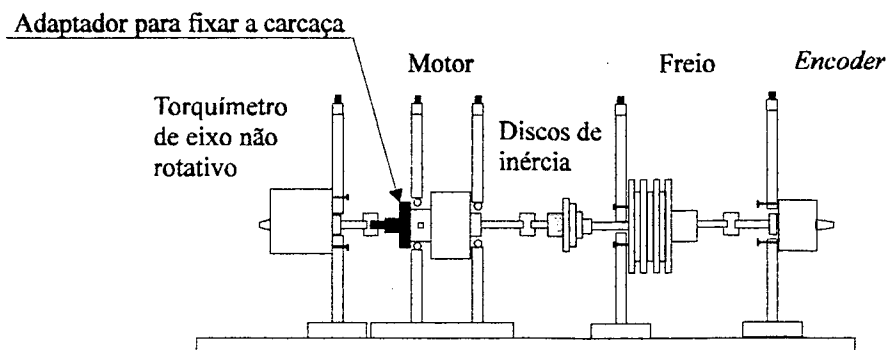


FIG.3.04 Esquema da disposição freio imobilizado.

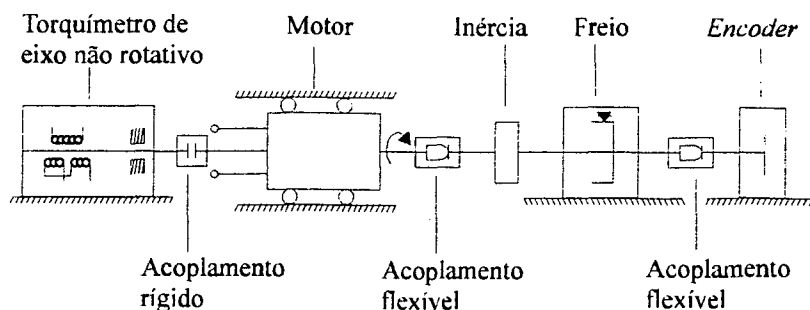


FIG.3.05 Cadeia cinemática da disposição freio imobilizado.

3.2.2 DISPOSIÇÃO COM TORQUÍMETRO DE EIXO ROTATIVO

Conforme se mostra no esquema da FIG.3.06 e cadeia cinemática da FIG.3.07, a carcaça do freio encontra-se imobilizado em seu módulo. Seu eixo simples ou o provido de encaixe para os discos de inércia está acoplado ao eixo rotativo do torquímetro. A carcaça do torquímetro encontra-se imobilizado pelo módulo que a sustenta. Na outra extremidade livre do eixo do torquímetro acopla-se o eixo do motor mediante um acoplamento flexível mas torcionalmente rígido. A carcaça do motor encontra-se imobilizada pelo módulo que o sustenta. No caso o motor disponha das duas pontas de eixo é acoplado na outra o *encoder* para se medir a posição e/ou frequência rotacional. Caso contrario pode-se acoplar na extensão do eixo do freio no outro extremo da cadeia de dispositivos.

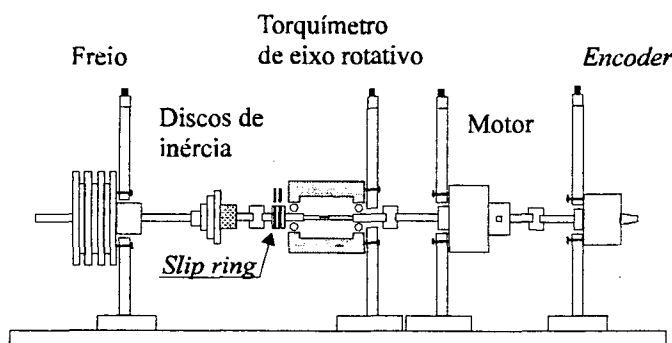


FIG.3.06 Esquema da disposição com torquímetro de eixo rotativo.

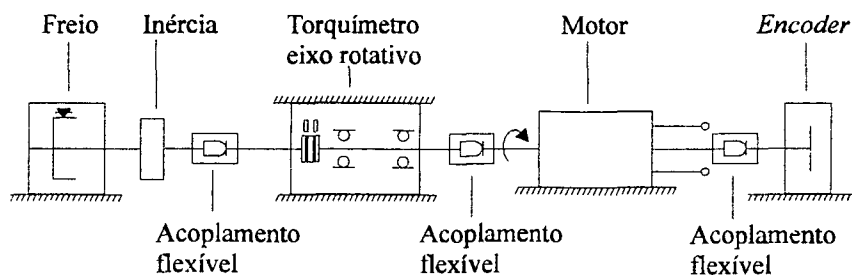


FIG.3.07 Cadeia cinemática da disposição com torquímetro de eixo rotativo.

3.2.3 COMPARAÇÃO DAS TRÊS DISPOSIÇÕES

A Tabela 3.01. apresenta uma matriz de comparação entre as três diferentes disposições consideradas.

	Praticidade na montagem do motor	Praticidade na montagem do freio	Praticidade na montagem do torquímetro	Transmissão do sinais do torquímetro
Disposição motor imobilizado	Fácil	Complicado	Fácil	Boa
Disposição freio imobilizado	Complicado	Fácil	Fácil	Boa
Disposição torquímetro de eixo rotativo	Fácil	Fácil	Fácil	Problemática

Tabela 3.01 Matriz de comparação entre as três possíveis disposições.

A disposição freio imobilizado representa a opção de montagem mecânica mais complicada, pois é necessário montar o motor sobre rolamentos, fato que complicaria a montagem e desmontagem de motores de diversos tipos e tamanhos. Considerando que o motor vai ser trocado com maior frequência e devido à rapidez requerida por uma linha de produção, caso se queira adequar a bancada na indústria, esta disposição é inviável.

A disposição com torquímetro de eixo rotativo apresenta toda uma serie de vantagens, mas a transmissão de sinais a alta rotação não é boa devido à utilização dos anéis deslizantes *Slip ring* (Flesh 1993), ver item 2.2.3.2. Este problema pode ser sanado ao se dispor de torquímetros que utilizem o método magnético ou óptico, itens 2.2.3.1 e 2.2.3.3 respectivamente.

Foi escolhida a disposição **motor imobilizado** pois neste caso a montagem do motor que é a mais freqüente, é mais simples e a montagem mais complicada que é a do freio, é realizada só uma vez. Além desta não apresentar problemas na transmissão de sinais. A **FIG.3.08** mostra um esquema mais detalhado da parte mecânica da bancada e seus diferentes componentes.

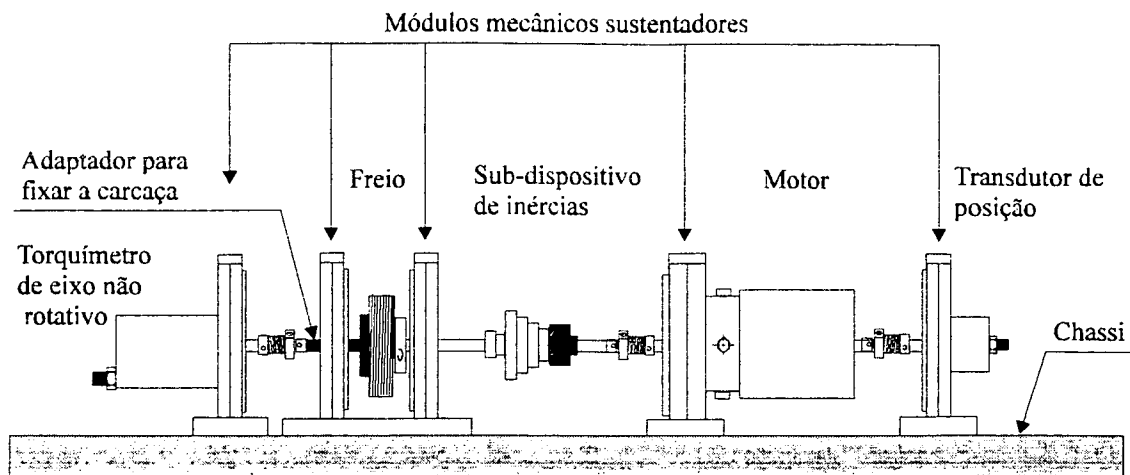


FIG.3.08 Componentes mecânicos da bancada para a disposição motor imobilizado.

3.3 PROJETO DOS COMPONENTES MECÂNICOS DA BANCADA

3.3.1 PROJETO DO CHASSI DA BANCADA

A FIG.3.09 mostra um croqui do chassi da bancada, que apresenta uma guia lateral que servirá como referência para manter o alinhamento de todos os módulos instalados. Como só existe uma guia os módulos podem ser retirados sem remover os outros que encontram-se já alinhados, por exemplo para ensaiar o motor com só o *encoder* (caso o no motor não disponha das duas pontas de eixo acessíveis) tira-se o módulo do motor, vira-se e acopla diretamente ao *encoder*. Garantindo-se assim módulos completamente independentes na montagem e desmontagem de uma cadeia de módulos sobre o chassi.

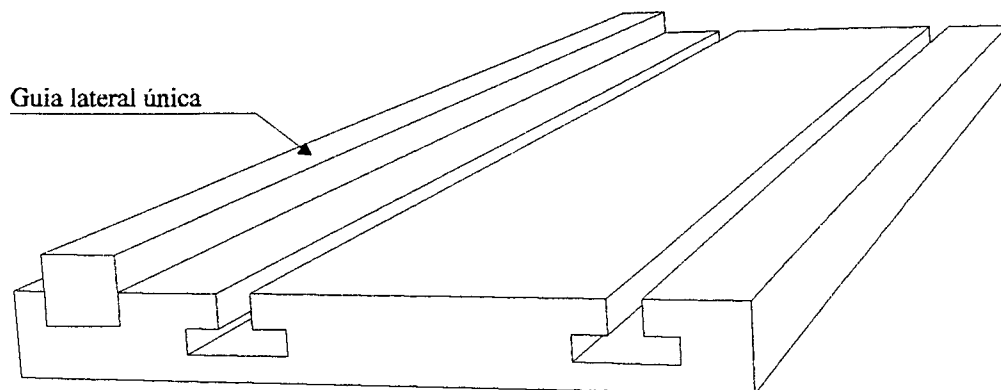


FIG.3.09 Esquema do chassi da bancada.

Cada um dos módulos será fixado ao chassi por parafusos e porcas especiais. Com o mesmo objetivo de não ter que desmontar os módulos já centrados estas porcas especiais podem entrar nas ranhuras pela parte superior, girar e travar-se para fixar os módulos, conforme mostrado na **FIG.3.10**.

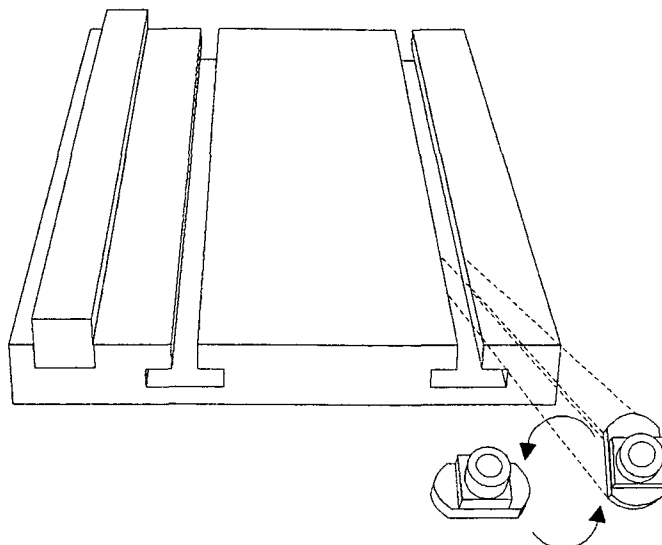


FIG.3.10 Esquema das porcas de sujeição dos módulos ao chassi.

3.3.2 PROJETO DO MÓDULO SUSTENTADOR

O módulo sustentador, **FIG.3.11**, apresenta para o deslocamento vertical (eixo Y), uma guia de cauda de andorinha, sendo movimentada por um fuso acionado por uma porca cuja rosca de passo fino permite dar maior sensibilidade de ajuste em movimentos ascendentes ou descendentes. Para facilitar a movimentação da porca redonda de acionamento esta é recartilhada. Na base do módulo é feito um canal para o encaixe das guias de cauda de andorinha. Tal canal é perpendicular à face que é encostada na guia de referência.

Fixada à placa móvel vertical está a placa removível de adaptação e encaixe do motor, a qual pode ser movimentada horizontalmente graças à ranhuras na direção do eixo X. A placa removível de encaixe do motor é a peça que deve ser feita sub-medida para cada motor a ensaiar. A placa removível apresenta oito parafusos, quatro para fixá-la e quatro de encosto para dar à placa seus outros dois movimentos, um em torno do eixo vertical Y, e o outro em torno do eixo horizontal X, graus de liberdade 4 e 5 respectivamente. Contando com o movimento translacional na direção Z, tem-se os 5 graus de

liberdade exigidos nos requisitos funcionais do projeto (Requisitos da qualidade). Para motores pequenos a ensaiar utilizar-se-a placa de 10 mm de espessura; já para motores maiores uma placa de 18 mm garantirá maior robustez, reduzindo as vibrações, e uma melhor adaptabilidade da bancada a os diversos tamanhos de motores, estas duas espessuras de placa atendem aos requisitos funcionais do projeto. Com o mesmo propósito de diminuir as vibrações o chassi deverá ser fixado firmemente sobre uma mesa de alta massa.

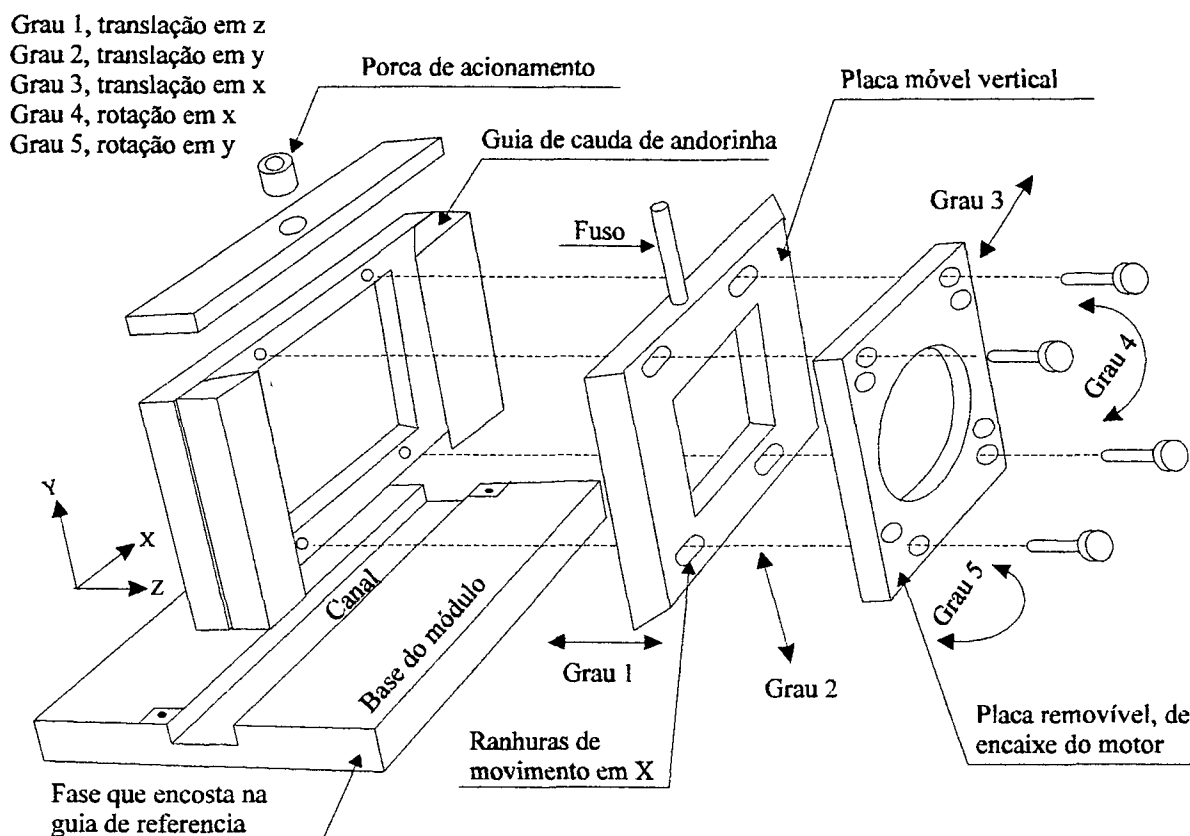


FIG.3.11 Vista explodida do módulo sustentador, especificando os 5 graus de liberdade que este oferece.

Todas as peças tanto dos módulos sustentadores como do chassi foram realizadas em aço 1020, com superfícies retificadas. Para evitar a corrosão das peças realizou-se ferro-oxidação como tratamento superficial. Os furos para as peças de encaixe foram realizadas com tolerância H7, as peças de encaixe foram retificadas até inserir-se com uma interferência mínima.

As peças componentes de cada um dos módulos encontram-se discriminadas mediante uma numeração conformada no material, para evitar confusões na montagem individual.

Apresenta-se na **FIG.3.12** as dimensões gerais dos componentes mecânicos da bancada de ensaios.

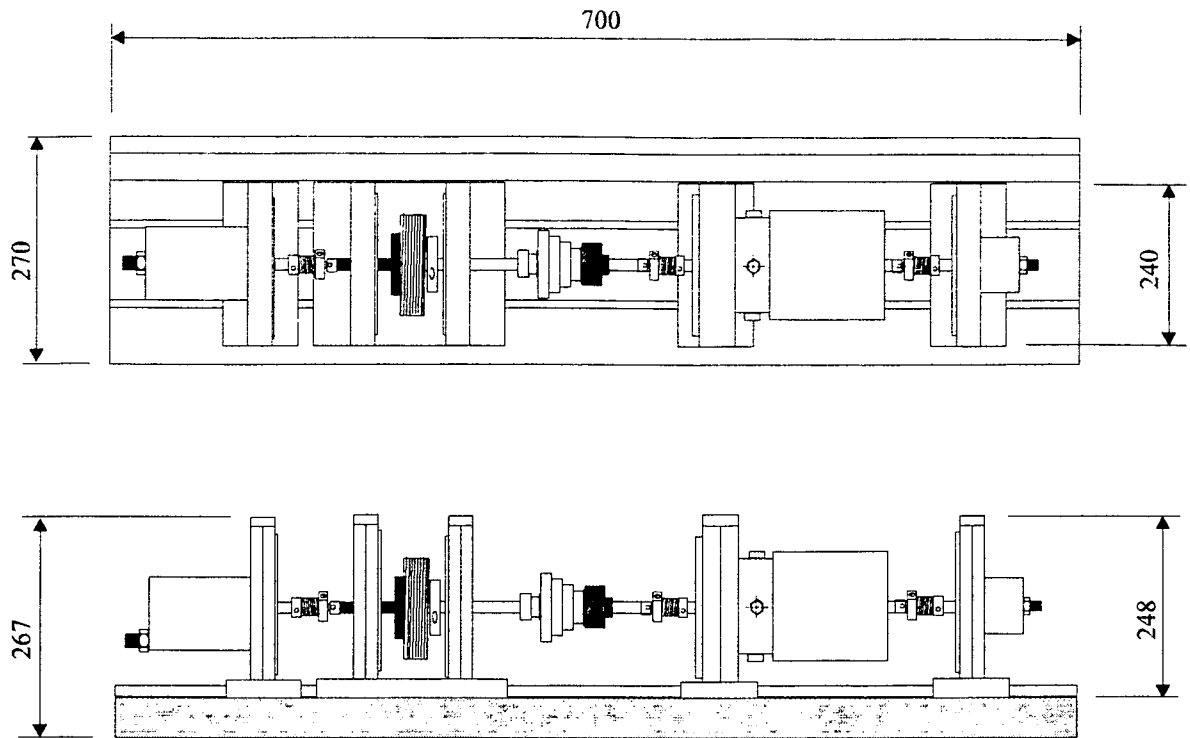


Fig.3.12. Dimensões gerais da bancada de ensaios.

3.3.3 PROJETO DO DISPOSITIVO DE INÉRCIA

Para obter uma máxima transmissão de potência a inércia da carga deve ser igual à inércia do rotor do acionamento (Martin 1995). Por tal motivo o dispositivo de inércia terá como unidade básica a inércia do menor acionamento a ensaiar (34.4 g cm^2), que corresponde ao motor de baixa inércia 33VM62-020-13 Honeywell. Para maior facilidade no cálculo tomar-se-á como unidade inercial 40 g cm^2 .

O requisito de inércia máxima será limitada à inércia correspondente a um motor comum que possa ser ensaiado dinamicamente, e possua um torque próximo aos 2 Nm que é a máxima mensurável na bancada. Segundo os catálogos, o motor CC *Brushless* de terras raras da marca SEM de $2,2 \text{ Nm}$ de torque apresenta uma inércia de 1600 g cm^2 . Em decorrência disto, este valor deverá ser o máximo de inércia que o dispositivo deva oferecer.

O dispositivo de inércia é composto por um eixo, pelos discos de inércia e por uma porca para fixá-los. A porca possui um sistema contra o desparafusamento espontâneo utilizando o princípio porca - contra porca, princípio que é conseguido ao ter o parafuso a possibilidade de distanciar os dois lábios do anel depois da fixação (Manfé 1977), conforme mostrado na FIG.3.13 .

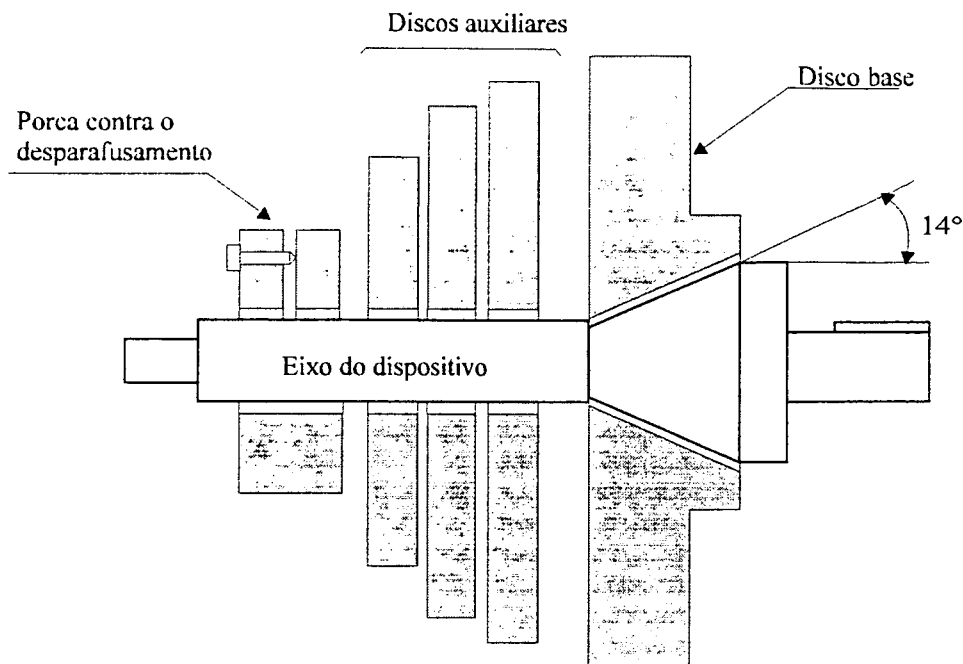


FIG.3.13 Dispositivo de inércia.

O eixo apresenta um cone, onde se encaixa o disco base. O ângulo deste cone deve estar entre 10° e 15° para obter-se um bom sistema de embreagem (Shigley 1985), ou que permitira desacoplar facilmente o disco base, do eixo do dispositivo. Com ângulos menores este funcionaria como uma cunha tornando difícil a desmontagem, com ângulos maiores correr-se-ia o risco de escorregamento do disco base. Devido ao fato de que a área de contato lateral entre os discos auxiliares e com o disco base é maior, estes encontram-se firmemente unidos por atrito de aperto ou que não permite que escorreguem nas acelerações e desacelerações.

A rosca do eixo é de passo fino para ter-se uma maior quantidade de filetes suportando os discos de inércia. Este eixo deve ser retificado com uma tolerância h7, o diâmetro dos furos dos discos deveram ser usinados na forma da tentativa e erro até introduzir-se com uma mínima interferência para evitar excentricidade, o que causaria vibrações.

Foram fabricados dois eixos, um com diâmetro de 10 mm e outro de 5 mm para ter uma maior flexibilidade no acoplamento de acionamentos de diferentes tamanhos.

Portanto, tomando os 1600 g cm^2 como inércia máxima e os 40 g cm^2 como uma unidade de inércia, que é simultaneamente, o mínimo valor e o incremento de inércia no dispositivo, tem-se a Tabela 3.02

que apresenta a quantidade e a inércia de cada disco expressada em unidades inerciais, necessárias para estas condições.

O calculo das inércias dos componentes do dispositivo de inércia é apresentado no ANEXO 2. O eixo e a porca são fabricados em aço 1020 com ferro-oxidação de tratamento superficial, já todos os discos são fabricados em alumínio.

Disco	Quantidade	Unidade inercial (40 g cm ²)	Inércia g cm ²
Eixo	2	1	40
Porca	1	1	40
B1	1	1	40
B2	1	2	80
B5	1	5	200
A1	2	1	40
A2	2	2	80
A5	2	5	200
A10	2	10	400

Tabela 3.02. Quantidade e valores de inércia de cada disco e componentes do dispositivo de inércia.

Onde

Eixo : Eixo do dispositivo de inércia de 01 unidade inercial.

Porca : Porca contra o desparafusamento de 01 unidade inercial.

B1 : Disco base de 01 unidade inercial.

B2 : Disco base de 02 unidades inerciais.

B5 : Disco base de 05 unidades inerciais.

A1 : Disco auxiliar de 01 unidade inercial.

A2 : Disco auxiliar de 02 unidades inerciais.

A5 : Disco auxiliar de 05 unidades inerciais.

A10: Disco auxiliar de 10 unidades inerciais.

Pode-se ver da Tabela 3.03 que com esta configuração de discos consegue-se obter todos os valores de inércia e cobrir a faixa total, que é de 1600 g cm², conseguindo-se um dispositivo de inércia que pode aplicar uma carga inercial de até 1.64 kg cm² em frações de 40 g cm².

Unidade inercial	combinação	inércia g cm ²
1	eixo	40
2	eixo+porca	80
3	eixo+porca+M1	120
4	eixo+porca+M2	160
5	eixo+porca+M2+A1	200
6	eixo+porca+M2+A2	240
7	eixo+porca+M5	280
8	eixo+porca+M5+A1	320
9	eixo+porca+M5+A2	360
10	eixo+porca+M5+A2+A1	400
11	eixo+porca+M5+A2+A2	440
12	eixo+porca+M5+A5	480
13	eixo+porca+M5+A5+A1	520
14	eixo+porca+M5+A5+A2	560
15	eixo+porca+M5+A5+A2+A1	600
16	eixo+porca+M5+A5+A2+A2	640
17	eixo+porca+M5+A10	680
18	eixo+porca+M5+A10+A1	720
19	eixo+porca+M5+A10+A2	760
20	eixo+porca+M5+A10+A2+A1	800
21	eixo+porca+M5+A10+A2+A2	840
22	eixo+porca+M5+A10+A2+A2+A1	880
23	eixo+porca+M5+A10+A2+A2+A1+A1	920
24	eixo+porca+M5+A10+A5+A2	960
25	eixo+porca+M5+A10+A5+A2+A1	1000
26	eixo+porca+M5+A10+A5+A2+A2	1040
27	eixo+porca+M5+A10+A5+A5	1080
28	eixo+porca+M5+A10+A5+A5+A1	1120
29	eixo+porca+M5+A10+A5+A5+A2	1160
30	eixo+porca+M5+A10+A5+A5+A2+A1	1200
31	eixo+porca+M5+A10+A5+A5+A2+A2	1240
32	eixo+porca+M5+A10+A5+A5+A2+A2+A1	1280
33	eixo+porca+M5+A10+A10+A5+A1	1320
34	eixo+porca+M5+A10+A10+A5+A2	1360
35	eixo+porca+M5+A10+A10+A5+A2+A1	1400
36	eixo+porca+M5+A10+A10+A5+A2+A2	1440
37	eixo+porca+M5+A10+A10+A5+A5	1480
38	eixo+porca+M5+A10+A10+A5+A5+A1	1520
39	eixo+porca+M5+A10+A10+A5+A5+A2	1560
40	eixo+porca+M5+A10+A10+A5+A5+A2+A1	1600
41	eixo+porca+M5+A10+A10+A5+A5+A2+A2	1640

Tabela 3.03 Valores de inércia obtidos pela combinação do eixo, porca e discos.

Com a utilização do computador no sistema de ensaios pode-se, mediante *software*, eliminar e/ou compensar erros nas medições. Erros que numa bancada não automatizada podem ocorrer por ação dos operadores (erros de leitura, interpretação e transcrição) e devido também as condições em que são realizados os ensaios (erros devido à temperatura, umidade, erros sistemáticos dos sensores de medição).

A fonte de tensão contínua é utilizada para alimentar os diferentes aparelhos eletro-eletrônicos componentes da bancada.

A impressora é utilizada para a emissão de relatórios das condições em que foram realizados os ensaios e dos resultados obtidos. Os ensaios serão programados em forma de planilhas de informações de uma maneira clara, acessível e de fácil interpretação. Estas planilhas deverão possibilitar a comparação de ensaios de diferentes acionamentos entre si, além de permitir julgar se o acionamento é ou não adequado para à aplicação desejada. Estas planilhas servirão também para repetir futuramente o ensaio realizado. Os resultados, juntamente com as respectivas planilhas, podem ser apresentados na tela do computador e enviados para impressão ou armazenamento em disco (*diskette*).

4.1 SELEÇÃO DOS COMPONENTES DA BANCADA

4.1.1 SISTEMA DE MONITORAMENTO DA CORRENTE FORNECIDA AO MOTOR

Permanentemente será monitorada a corrente circulante pelo motor, para garantir que esta não ultrapasse o limite admissível, caso exista uma sobrecarga, curto-circuito, ou mal operação da bancada.

Para medir a corrente que circula na armadura do motor coloca-se uma resistência de valor muito baixo (0,1 ohm) em série com a alimentação. Desde que a queda de tensão pode ser conhecida mediante uma das entradas analógicas da Interface Multi E/S. A corrente é determinada utilizando-se a lei de ohm ($V=I \cdot R$).

Como a inserção da resistência na alimentação do motor produz uma queda na tensão, esta influência num comando de laço aberto por não chegar o valor desejado da tensão ao motor. Como este valor é conhecido pode-se compensar por *software* mandando-se incrementar a tensão de alimentação ao motor num valor igual à queda produzida.

Como esta representa uma solução econômica, graças às possibilidades que um computador, um sistema de aquisição (Interface Multi E/S) e um programa gerenciador podem oferecer, foi implementada na bancada de ensaios, como sistema de monitoramento da corrente.

4.1.2 SISTEMA DE MEDIÇÃO DA FREQUÊNCIA ROTACIONAL

Caso o acionamento possua um tacômetro (ver item 2.2.2.1) incorporado no motor, o valor da tensão proporcional à frequência rotacional pode ser lido diretamente por uma das entradas analógicas da Interface Multi E/S.

A frequência rotacional também pode ser medida utilizando o *encoder* incremental (item 2.2.2.2) disponível na bancada, caso o motor tenha as duas pontas do eixo acessíveis. A frequência dos pulsos e conseqüentemente a frequência rotacional é determinada a partir dos contadores disponíveis na Interface Multi E/S. Metodologia e formulação explicada no ANEXO 1.

Paralelamente, a frequência rotacional pode ser medida a partir de um sensor fotoelétrico de rotação (item 2.2.2.3). Optou-se por este sensor de frequência rotacional devido ao fato deste não introduzir uma carga inercial ao motor a ser ensaiado.

O trem de pulsos enviado por este sensor é processado no condicionador para apresentar o valor da frequência rotacional. Porém, para determinar as rotações do eixo neste condicionador, deve-se ajustar o valor de fundo de escala e o número de marcas presentes no eixo por revolução.

Para o interfaceamento do computador com este condicionador, os sinais processados estão à disposição na saída serial RS-232; em um canal analógico de 0 V a +1 V, onde o valor de 1 V corresponde ao valor do fundo de escala da frequência rotacional; e em uma saída digital, cuja frequência de pulsos corresponde à frequência rotacional em rps.

4.1.3 SISTEMA DE MEDIÇÃO DE TORQUE

A utilização do sistema servo dinamômetro CC (item 2.2.5.3) na bancada, resultaria num sistema apropriado na medição do torque, no que diz respeito à eletrônica, devido às condições e equipamentos disponíveis na bancada (computador, Interface Multi E/S) e além disso é mais completo, pois pode ensaiar os motores nos quatro quadrantes de funcionamento. Pelo fato de que este sistema utiliza o servomotor como dispositivo de frenagem e para medir o torque, um torquímetro de eixo rotativo, a

inércia introduzida na bancada seria maior do que se utilizasse o sistema dinamômetro freio - torquímetro (item 2.2.5.2), onde a carga inercial é produzida pelo pequeno deslocamento angular da carcaça do freio, optando-se então por este sistema para medição de torque na bancada.

Sistemas dinamométricos específicos e compactos, como os que proporcionam a leitura da frequência rotacional e circuitos de memória para torque pico, não são de interesse na bancada pelo fato de não permitirem a utilização individual do torquímetro, tacômetro e dispositivo de frenagem para outros ensaios.

O torquímetro de eixo não rotativo utilizado é o apresentado no item 2.2.3.4. Neste a influência da histerese da mola nas medições é menor que $\pm 0,1\%$ do respectivo ângulo de rotação. A precisão padrão em todas as faixas de medição está dentro de $\pm 2\%$ do valor de fundo de escala da faixa considerada. Para medições mais precisas o instrumento deve ser calibrado.

O sinal proveniente do sensor de torque é processado no respectivo condicionador. Para o interfaceamento do computador com este condicionador os sinais processados estão à disposição na saída serial RS-232 e em um canal analógico de +1 V a -1 V. O valor de 1 V corresponde ao máximo valor da escala de torque ajustado no equipamento. Estão à disposição faixas de ± 1 Ncm, ± 3 Ncm, ± 10 Ncm, ± 100 Ncm, para serem utilizadas de acordo com o torque do motor a ser ensaiado. Estas faixas podem ser dispostas de forma a atuar unidirecionalmente, o que permite na faixa máxima poder medir torques de 200 Ncm.

O equipamento para o condicionamento e processamento dos sinais na medição do torque e da frequência rotacional está integrado em um único dispositivo. Estes dois módulos encontram-se interligados mediante um barramento paralelo a um terceiro módulo, o qual mostra os valores digitalmente (resolução de 6 dígitos). Neste barramento encontram-se os valores binários de torque e de frequência rotacional, que posteriormente poderão ser lidos para uma rápida comunicação com o computador, podendo desta maneira, por exemplo, fechar uma malha de torque.

4.1.4 INTERFACE MULTI E/S

A Interface Multi E/S escolhida da Tabela 4.01 é a placa de comando e aquisição de sinais AT-MIO-16F-5 para barramento PC/AT.

FABRICANTE		ENTRADA					SAÍDA		DIGITAL		TEMPO[μs]				
	Canais	Max. Sample rate kHz	Reso. lução (Bits)	Faixa A/D V	Ganho	Canais	Reso lução	Faixa V	I/O Canais	Count Timer	Chave amên to Canal	Captu ra do S/H	Con ver sor A/D	Trans feren cia Memór	CICLO TOTAL μs
National Instruments Lab-PC+	8 Simp	75 (13 μs)	12	± 5 0 a 10	1;2;5;10 ;20;50; 100	2	12	0 a 10	24	3	1	13.3	2*	16,3 (61 kHz)	
National Instruments AT-MIO-16F-5	16 Simp 8 dif.	200 (5 μs)	12	±10 ± 5 0 a 10	0,5;1;2;5 ;10;20;50 ;100	2	12	±10 0 a 10	8	3	-	(75 kHz)	2*	7 (142,8 kHz)	
National Instruments AT-MIO-16H-9	16 Simp. 8 dif.	100 (10 μs)	12	±10 ± 5 0 a 10	1;2;4;8	2	12	±10 0 a 10	8	3	-	(200 kHz)	2*	12 (83,3 kHz)	
Microquímica MQ112/8 PCM	8 Simp.	---	12	±10 ± 5 0 a 10	1000 100 10 1	1 placa multip 1-8	12	±5 ±10 0 a 10	24	3 (16 bits)	5	6 15	2*	28 (35,7 kHz)	
Microquímica MQ112/8 PCC	8 Simp.	---	12	±10 ± 5 0 a 10	100 10 1	1 placa multip 1-8	12	±5 ±10 0 a 10	24	3 (16 bits)	5	6 15	2*	28 (35,7 kHz)	
Sisdata Solda Labsolda UFSC Intedata2 A/D 574	14 Simp. 7 dif.	---	12	±10 ± 5 0 a 10	1000 100 10 1	1 placa multip 1-8	12	±5	8	1	5*	Para 386/33 MHz 38,5 μs (26 kHz)	2	43,5 (22,9 kHz)	
Sisdata Solda Labsolda UFSC Intedata2 A/D 674	14 Simp. 7 dif.	---	12	±10 ± 5 0 a 10	1000 100 10 1	1 placa multip 1-8	12	±5	8	1	5*	Para 486/33 MHz 28,6 μs (35 kHz)	2	33,6 (29,8 kHz)	
Reivax ADDA 10	8 Simp. 4 dif.	67 (15 μs) 100 (10 μs)	14	±10 ± 5 0 a 10	100 10 1	1	12	0 a 5 0 a 10 ±2,5 ±5 ±10	8	1 (32 bits)	3 PC 3 AT	10μs 14 bits 4μs 12 bits 10μs 14 bits 4μs 12 bits	2 2	15 9 10	
Reivax ADDA 10	8 Simp. 4 dif.	67 (15 μs) 100 (10 μs)	14	±10 ± 5 0 a 10	100 10 1	---	---	---	8	1	3 PC 3 AT	10μs 14 bits 4μs 12 bits 10μs 14 bits 4μs 12 bits	2 2	15 9 10	
Reivax DAX 10	---	---	---	---	---	6 4 2	12	0 a 2,5 0 a 5 0 a 7,5 0 a 10 ±2,5 ±5 ±7,5 ±10	2	2 (16 e 32 bits)	---	---	---	---	

*Dado assumido.

Tabela 4.01 Análise de mercado sobre placas de comando e aquisição de sinais (Interface Multi E/S).

Esta Interface foi a escolhida entre as outras, devido à alta rapidez de aquisição de amostras em comparação com as demais da sua classe. Esta realiza uma amostragem com uma taxa de aquisição de 200 amostras/s, o que representa um tempo de conversão no A/D de 5 μ s. Além disto, possui um *clock* de base de tempo de 5 MHz com uma incerteza $\pm 0,01\%$. Dados que a caracteriza para os ensaios em que se requer uma frequência de amostragem alta como os de transientes (resposta no tempo).

A incerteza das entradas analógicas é máximo ± 1 LSB (*bit* menos significativo), o conversor A/D é do tipo *multistep flash converter*. A incerteza das saídas é máximo $\pm 0,5$ LSB, o conversor D/A é do tipo *double buffered multiplying* de 12 *bits* de resolução.

A Interface Multi E/S é conectada no computador, para comunicação com a bancada (comando e aquisição). No computador é instalado o programa gerenciador da bancada. Como explicado no item 2.3, este programa em interação com a Interface Multi E/S realiza o sensoramento das condições de ensaio; comando dos *drives* do freio, do motor; aquisição dos sinais de torque, da frequência rotacional, de posição angular, a partir dos seus respectivos condicionadores; a avaliação dos dados e a apresentação dos resultados.

Um sistema com estas características, proporciona maior conforto operacional nos ensaios repetitivos, tais como o controle da qualidade numa linha de produção.

4.1.5 TRANSDUTOR DE POSIÇÃO ANGULAR

O transdutor de posição angular escolhido para a bancada é o codificador óptico incremental (ver Tabela 2.03 e item 2.2.1.2). Utiliza-se este transdutor, pois ele pode ser conectado paralelamente para medição da frequência rotacional (ver item 2.2.2.2 e ANEXO 1).

Como as saídas deste *encoder* são dois sinais de onda quadrada desfasados 1/4 de período e 2500 linhas por revolução pode-se obter digitalmente uma resolução quatro vezes maior, o que equivale a dizer 10000 pulsos por revolução (ver FIG.2.30) ou que corresponde a uma resolução de 0.036° de giro.

Possui uma incerteza de ± 1 *bit*, uma inércia no rotor de $1.9E-6$ kg m² (19 g cm²) e deve ser alimentado com 5 V.

4.1.6 FREIO, SISTEMA DE CARGA ESTÁTICA

O sistema de carga estática utilizado na bancada é o freio a pó magnetizável (ver item 2.2.4.1). Sendo escolhido entre o freio histerese, devido ao fato de apresentar um torque de frenagem constante para qualquer frequência rotacional do motor.

O freio instalado na bancada produz um máximo torque de frenagem de 180 Ncm em regime, com um torque residual máximo de 5 Ncm, a variação do torque de frenado em função da corrente fornecida é apresentada na **FIG.4.02**. A tensão máxima de alimentação é de 13 V a 27 V, com uma corrente máxima de 0,51 A. A inércia do rotor do freio é 2,0E-6 kg m² (20 g cm²).

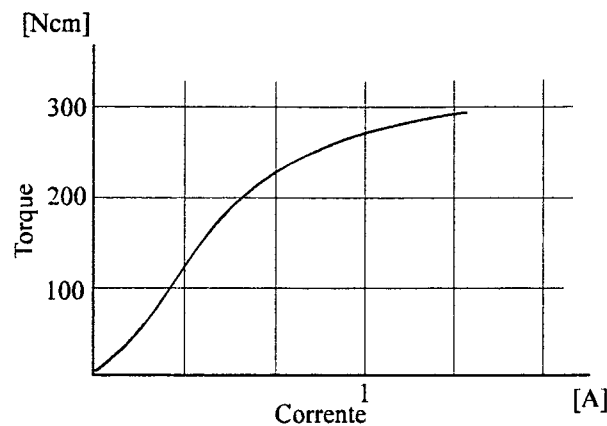


FIG.4.02 Torque vs. corrente, para o freio utilizado na bancada (Mobac manual do freio).

O *drive* do freio é uma fonte de corrente transistorizada (ver item 2.1.8) que, através de um sinal de referência ajustado por um potenciômetro, energiza o freio em forma de uma tensão de alimentação (valor máximo 13 V a 27 V), com nível correspondente à carga que deve ser exercida sobre o motor (corrente máxima fornecida 0,6 A). A alimentação do *drive* é diretamente realizada pela rede (220 V $\pm 10\%$, 50/60 Hz). O sinal de referência pode ser substituído por um sinal analógico proveniente da Interface Multi E/S como explicado no item 4.2.

Os valores de tensão de alimentação e corrente acima mencionados foram apanhados das folhas técnicas do *drive* do freio. Mas segundo ensaios realizados, a variação da tensão de alimentação ao freio para as diferentes posições na escala do potenciômetro, varia de acordo com a Tabela 4.02 e é apresentada no gráfico da **FIG.4.03**.

Posições na escala do potenciômetro	Tensão de alimentação ao freio, pontos [4-5] V
0,0	0,00
0,5	0,00
1,0	0,11
1,5	1,26
2,0	2,22
2,5	3,28
3,0	4,19
3,5	5,18
4,0	6,15
4,5	7,20
5,0	8,19
5,5	9,11
6,0	10,08
6,5	11,06
7,0	12,12
7,5	13,23
8,0	14,45
8,5	15,50
9,0	16,77
9,5	17,70
10,0	17,88

Tabela 4.02. Tensão de alimentação ao freio para as diferentes posições na escala do potenciômetro.

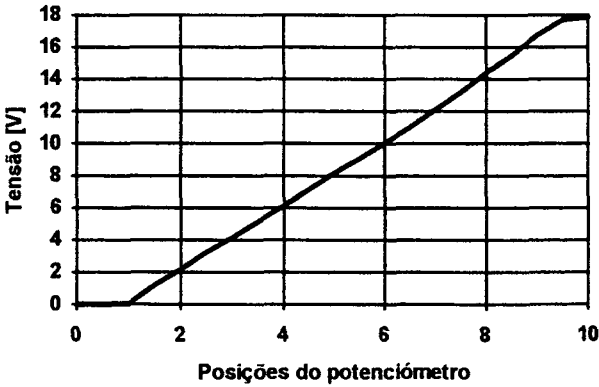


FIG.4.03. Gráfico da tensão de alimentação ao freio para as diferentes posições na escala do potenciômetro.

Da mesma maneira o comportamento da corrente para as diferentes posições na escala do potenciômetro varia de acordo com a Tabela 4.03 e é apresentado no gráfico da FIG.4.04.

Posições na escala do potenciômetro	Corrente de alimentação ao freio, pontos [4-5] mA
1	0,94
2	51,60
3	91,04
4	129,71
5	171,41
6	207,87
7	246,24
8	286,63
9	325,33
10	337,94

Tabela 4.03. Corrente fornecida ao freio em função das diferentes posições na escala do potenciômetro.

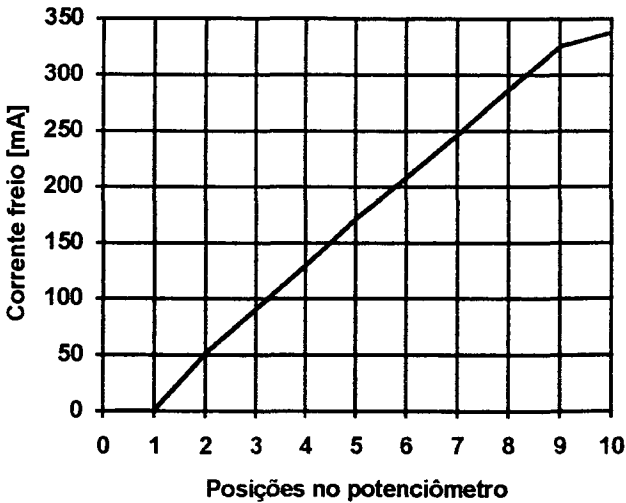


FIG.4.04. Gráfico da corrente fornecida ao freio em função das diferentes posições na escala do potenciômetro.

No *drive* do freio encontra-se um conector de 8 pinos como é mostrado na FIG.4.05, onde [1-2] corresponde a alimentação da rede, [4-5] são as saídas para alimentação do freio e [6-7] [7-8] são as conexões para o divisor de tensão (potenciômetro). Estes pontos são mostrados no esquema elétrico do circuito do *drive* do freio FIG.4.08.

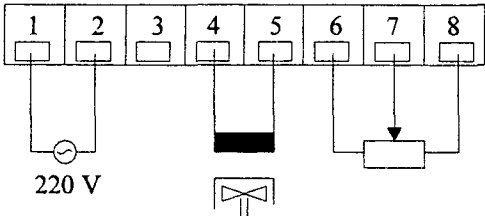


FIG.4.05 Conexões no *drive* do freio.

4.1.7 ANALISADOR DINÂMICO

O analisador dinâmico utilizado na bancada é o *Control Systems Analyser - CSA* modelo HP-3563A (ver item 2.4). Este analisador pode ser conectado via interface GPIB ao computador para a aquisição direta dos respectivos sinais.

Com este analisador pode-se realizar ensaios tanto no domínio frequência (resposta do acionamento em frequência da posição angular, frequência rotacional e aceleração angular) quanto no domínio tempo (resposta do acionamento no tempo da posição, frequência rotacional e aceleração, determinação da constante de tempo mecânica, elétrica, térmica). O período de amostragem do CSA é de 195 μ s.

4.1.8 CAIXA DE CONEXÕES

A caixa de conexões bidirecional **FIG.4.06** encontra-se fisicamente entre os *drives*/condicionadores de sinal e os pinos de conexão da Interface Multi E/S como mostrado na **FIG.4.01**.

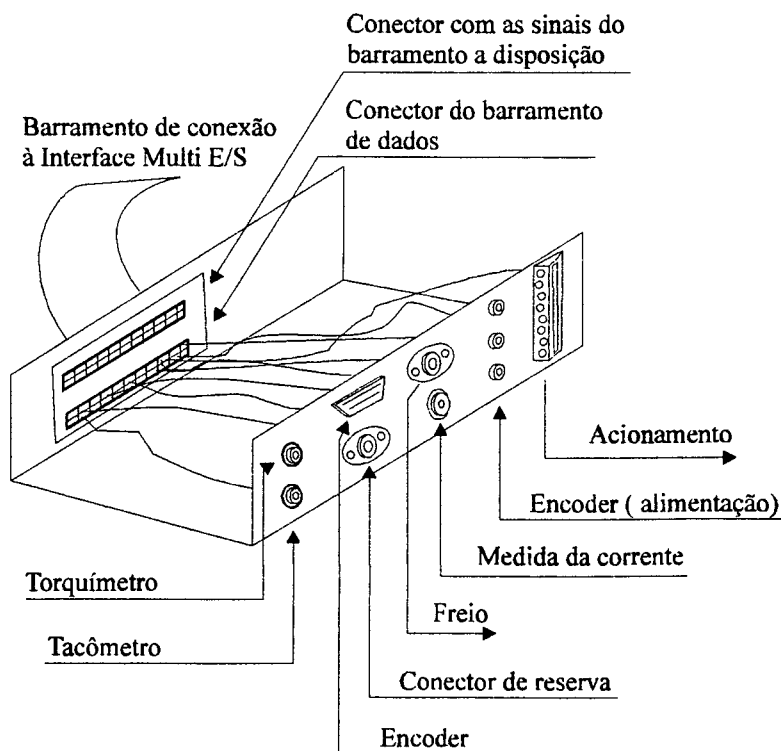


FIG.4.06 Caixa de conexão entre os sinais dos *drives* e condicionadores componentes da bancada com o barramento de dados da Interface Multi E/S.

Esta caixa de conexões apresenta conectores não intercambiáveis, para evitar ligações incorretas.

Porém, como mostrado na **FIG.4.06**, numa face da caixa temos os conectores BNC para as sinais de torque e rotações; um conector Sub D9 para o *encoder*; um conector DIN 6 pinos para o freio; um conector DIN 5 pinos para a medição de corrente; um conector DIN 5 pinos de reserva; os conectores banana para a alimentação do *encoder*; e uma barra de conexões de parafusar para o comando do motor.

Na outra face da caixa temos dois conectores de 2x25 pinos, num deles é conectado uma ponta do barramento de dados provenientes da Interface Multi E/S e no outro encontram-se todas as sinais deste barramento a disposição do usuário, para realizar qualquer medida, comando ou verificação.

O circuito esquemático de conexão de todos os sinais da bancada com os respectivos canais de aquisição e comando da Interface Multi E/S é apresentada na **FIG.4.07**.

A leitura do sinal analógico do torque, das rotações e da corrente são realizadas de modo diferencial. Quer dizer, é adquirida a diferença de potencial existente entre um e outro cabo da sinal. Este procedimento é adotado para evitar problemas com a referência ou potencial zero de cada sinal.

Para esta operação o manual do usuário aconselha colocar resistências de 100 k Ω (ver **FIG.4.07**) entre a terra da Interface Multi E/S (pino 2) e o canal a utilizar-se (para o aplicativo pinos 4, 6 e 8). Desta maneira a leitura das rotações se realizarão nos pinos 3-4; do torque nos pinos 5-6; e da corrente nos pinos 7-8, canais 0, 1, 2 respectivamente.

A ligação dos sinais do cabo do encoder com o conector Sub D9 da caixa de conexões mostrado na **FIG.4.07**, é explicada na Tabela 4.04. Os sinais do cabo correspondem ao encoder HEIDENHAIN ROD 420B.

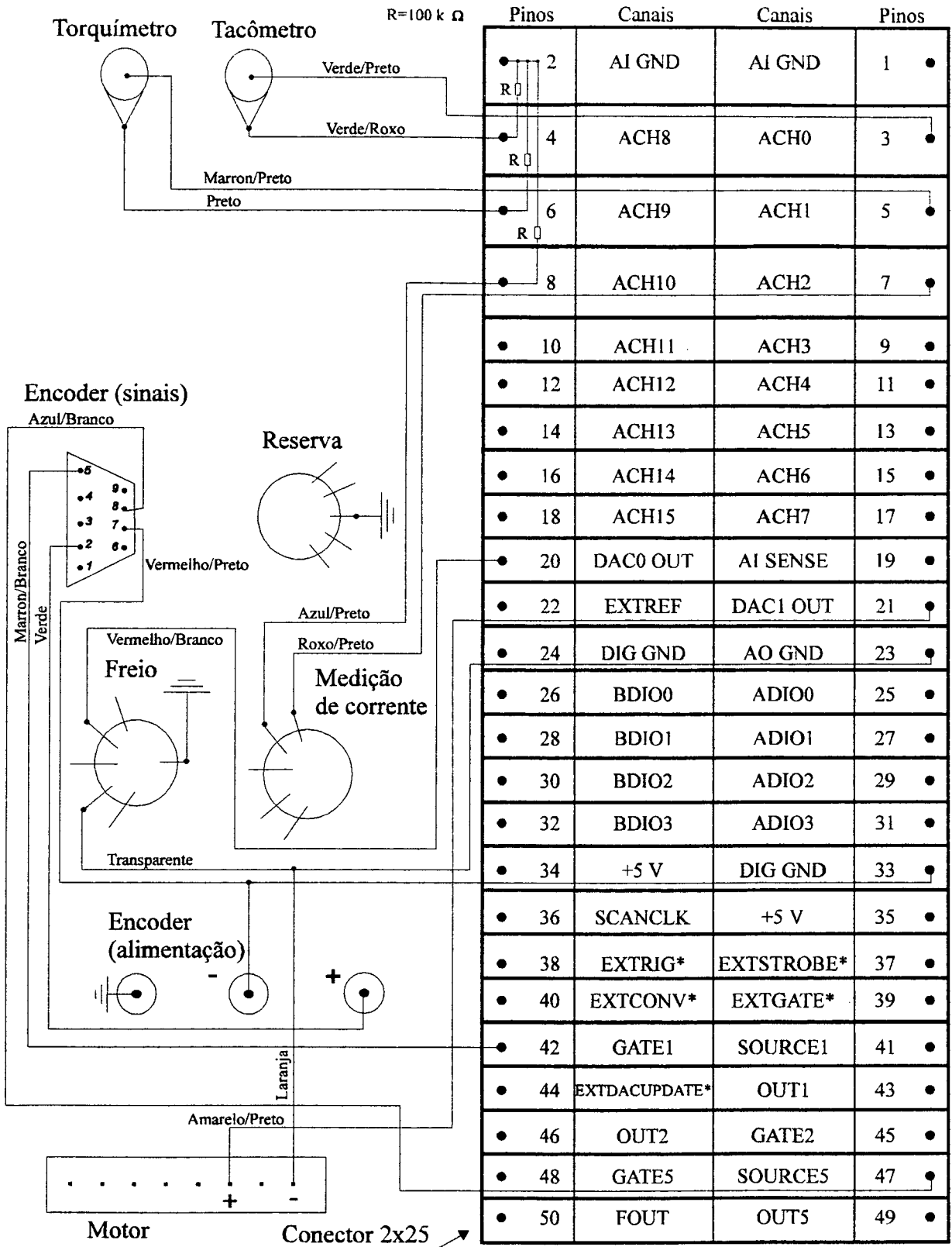


FIG.4.07 Circuito esquemático de conexão dos diferentes sinais da bancada com os respectivos canais de aquisição e comando da Interface Multi E/S.

Dispositivo			Cores da fiação	
Conector do cabo do encoder ROD 420B		Conector Sub D9 na caixa	No cabo do encoder ROD 420B	Na caixa
1	$\overline{Ua2}$	1	Azul Escuro	Vermelho/Azul
2	+ 5V	2	Verde	Verde
3	Ua0	3	Laranja	Laranja/Azul
4	$\overline{Ua0}$	4	Vermelho	Vermelho/Verde
5	Ua1	5	Marron	Marrom/Branco
6	$\overline{Ua1}$	6	Amarelo	Amarelo/Azul
7	Livre	-	-	-
8	Ua2	8	Branco	Branco/Azul
9	Shield	9	Cinza	Lilás/Branco
10	0V	7	Preto	Vermelho/Preto
11	0V	7		
12	+5V	2		

Tabela 4.04. Ligação dos sinais do encoder ROD 420B com o conector Sub D9 da caixa de conexões.

4.1.9 ACIONAMENTO SELECIONADO PARA OS ENSAIOS INICIAIS E VALIDAÇÃO DA BANCADA DE ENSAIOS

Dados obtidos das folhas técnicas do acionamento:

Tipo : Motor CC de alta dinâmica, marca Honeywell, modelo 33VM62-020-13.

Tipo de rotor: Sem núcleo de ferro, *coreless*, tipo copo, ver item 2.1.2.1.2.

Constante de tensão: 4,21 V/krpm

Constante de torque: 0,040 Nm/A

Máxima corrente: 6,7 A

Máxima tensão: 24 V

Máximo torque: 24,7 Ncm

Máxima frequência rotacional: 5500 rpm

Inércia do rotor: $3,44\text{E-}6 \text{ kg m}^2$ ($34,4 \text{ g cm}^2$)

Constante de tempo mecânica: $1,70 \text{ ms}$

Constante de tempo elétrica: $0,13 \text{ ms}$

Constante proporcional do tacogerador: $3 \text{ V por } 1000 \text{ rpm}$

4.1.10 FONTE/*DRIVE* AMPLIFICADORA DE POTÊNCIA PARA OS ACIONAMENTOS

A fonte/*drive* utilizada para comandar este acionamento é um amplificador chaveado que utiliza tiristores SCR's no ajuste grosso da tensão de saída, mas o ajuste fino é realizado por transistores (ver item 2.1.8.2). Esta fonte/*drive* pode ser acionada remotamente por um sinal de comando fornecido pela Interface Multi E/S.

Foi escolhido este amplificador devido ao fato deste poder fornecer a corrente e a tensão requerida pelo acionamento selecionado.

A fonte/*drive* amplificadora apresenta as seguintes características (Sorensen manual 1991):

Tensão de saída CC: 0 V a 150 V

Corrente máxima a 40°C : 12 A

Ganho em tensão: 15 Vout/Vin

Resposta em transientes: 50 ms

Sinal de referência na entrada: 0 V a $+10 \text{ V}$

Corrente na referência: 1 mA

4.2 ADAPTAÇÃO DO *DRIVE* DO FREIO PARA COMANDO REMOTO

Na Fig.4.08 tem-se o circuito original do *drive* de acionamento do freio a pó magnetizável. Logo na entrada do circuito há um transformador que reduz a tensão da rede para V_{cc} (30V). Em seguida, um conjunto de diodos, D1, D2, D3 e D4, faz a retificação do sinal, que por sua vez é filtrado pelo capacitor C1, e regulado através do conjunto Dz1 - R1.

Nesse circuito, a tensão de referência para o amplificador operacional é dada por um conjunto de resistores (R1, R2 e R3) e variada através de um potenciômetro (P1). Entre o ponto 7 e o terra tem-se uma tensão de $9,8\text{V}$. O potenciômetro dá uma variação de sinal de 0 a 230 mV . Essa variação de tensão proporciona uma variação de corrente na resistência R5. Então o transistor T1 conduz com

maior ou menor intensidade para fornecer a corrente para o freio nos pontos 4 e 5, tendo-se assim uma variação no torque aplicado no eixo do motor.

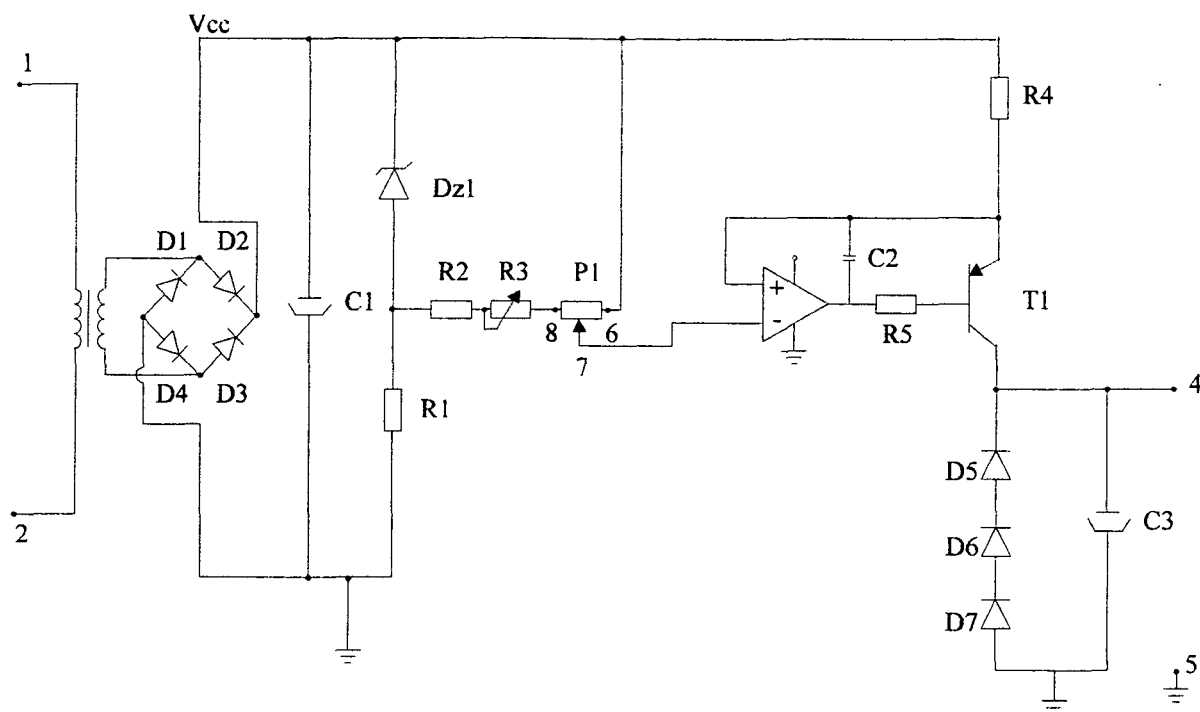


FIG.4.08 Esquema elétrico do circuito original do *drive* do freio.

Como era desejado o controle remoto do freio, foi necessário modificar o circuito original. Essa modificação não poderia ser simplesmente entrar com a tensão de referência fornecida pela Interface Multi E/S na entrada inversora do amplificador operacional, pois de acordo com as características originais projetadas no circuito teríamos um funcionamento inversamente proporcional ao sinal de referência, ou seja, era necessário 10V de tensão de referência para que a fonte de corrente estivesse fora de operação, liberando o freio. E de modo inverso, 0V na entrada para que a fonte de corrente estivesse fornecendo seu valor máximo e assim a máxima frenagem fosse exercida sobre o acionamento.

Para que a corrente da fonte variasse de modo proporcional em relação à tensão de referência, fez-se a tensão na entrada inversora do amplificador operacional ser fornecida por um transistor (T2), e ligou-se o sinal de referência da Interface Multi E/S à base do mesmo. De acordo com as limitações iniciais do circuito e as limitações da Interface Multi E/S, foram dimensionados o transistor T2 e seus resistores de polarização R6 e R8, **FIG.4.09**.

A tensão de referência fornecida pela Interface Multi E/S é $V_{in_{min}} = 0V$ e $V_{in_{max}} = 10V$. O valor máximo de corrente que pode ser fornecido para o freio é 0,6A. De acordo com esses valores:

$$I_{4_{max}} = 0.6 \text{ A}$$

$$R_4 = 0,33\Omega$$

Com a finalidade de impedir que houvesse grande consumo de corrente pelo transistor T2, fez-se:

$$I_{6_{max}} = 35,35 \text{ mA}$$

Usando a lei de Kirchhoff das tensões na malha composta por R6, R4 e as entradas do amplificador, tem-se:

$$V_{R6} = V_{R4}$$

$$R_6 * I_6 = R_4 * I_4$$

$$R_6 = \frac{0,33 * 0,6}{35,35E-3}$$

$$R_6 = 5,6\Omega$$

Como β é grande

$$I_6 \approx I_8$$

$$I_8 = 35,35 \text{ mA}$$

$$V_{in_{max}} = V_{BE2} + V_{R8}$$

$$V_{R8} = 10 - 0,7$$

$$V_{R8} = 9,3V$$

$$V_{R8} = I_8 * R_8$$

$$R_8 = \frac{V_{R8}}{I_8}$$

$$R_8 = \frac{9,3}{35,35E-3}$$

$$R_8 = 263\Omega$$

$$R_8 = 250\Omega \text{ (Valor comercial)}$$

Como

$$V_{cc}=30 \text{ V}$$

$$V_{CE2}=V_{cc}-(V_{R6}+V_{R8})$$

$$V_{CE2}=30-(35,35\text{E-}3*5,6 + 35,35\text{E-}3*250)$$

$$V_{CE2}=20,96 \text{ V}$$

O transistor T2 será dimensionado para:

$$P_{T2}=V_{CE2}*I_6$$

$$P_{T2}=20,96*35,35\text{E-}3$$

$$P_{T2}=741 \text{ mW}$$

de acordo com estes cálculos, o transistor escolhido (Philips Data Handbook 1988) é o BC 140 (npn).

Onde:

I4: Corrente no resistor R4

I6: Corrente no resistor R6

I8: Corrente no resistor R8

VR4: Tensão no resistor R4

VR6: Tensão no resistor R6

VR8: Tensão no resistor R8

P_{T2}: Potência do transistor T2

VCE2: Tensão entre o coletor e o emissor do transistor T2

VBE2: Tensão entre a base e o emissor do transistor T2

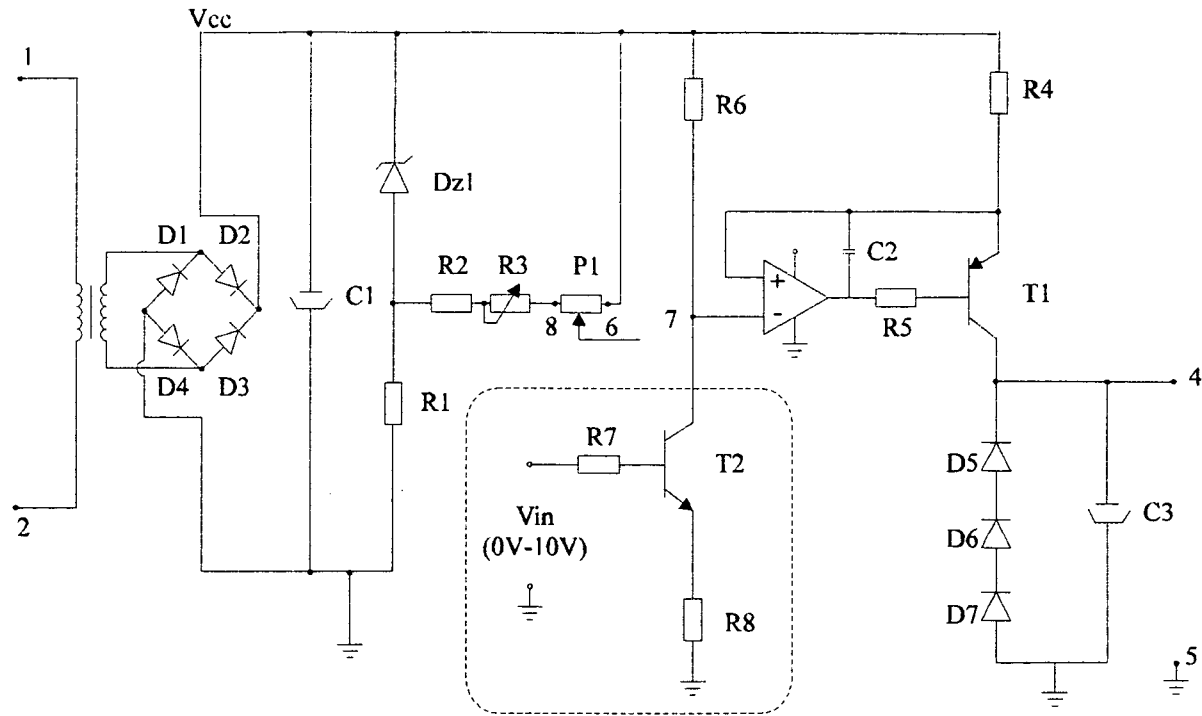


FIG.4.09 Esquema elétrico do circuito modificado para controle remoto do freio.

Os valores dos componentes do circuito do *drive* do freio tanto do original como do modificado, é apresentado na Tabela 4.05.

Descrição	Nome	Valor / Tipo
Resistência	R1	4,7 kΩ
Resistência	R2	47 kΩ
Resistência	R3	200 kΩ
Resistência	R4	0,33 Ω
Resistência	R5	2,2 kΩ
Resistência	R6	5,6 Ω
Resistência	R7	10 kΩ
Resistência	R8	250 Ω
Transistor	T1	BD650
Transistor	T2	BC140
Capacitor	C1	2200μF
Capacitor	C2	10nF
Capacitor	C3	4,7μF
Diodo Zener	Dz1	5,6 V
Diodo	D5	1N4107
Diodo	D6	1N4107
Diodo	D7	1N4107
Potenciômetro	P1	2,2 kΩ
Amplificador operacional		741

Tabela 4.05. Valores dos componentes do circuito do *drive* do freio.

Com as modificações realizadas o *drive* passou a comportar-se de acordo com o gráfico tensão de referência vs. corrente fornecida, apresentado na **FIG.4.10**.

Tensão de referência da Interface V	Corrente de alimentação ao freio, pontos [4-5] mA
0,5	0
1,0	19,3
1,5	44,5
2,0	71,4
2,5	98,5
3,0	126,2
3,5	154,5
4,0	182,2
4,5	208,0
5,0	236,0
5,5	265,0
6,0	293,0
6,5	321,0
7,0	349,0
7,5	377,0
8,0	404,0
8,5	433,0
9,0	460,0
9,5	488,0
10,0	508,0

Tabela 4.06. Corrente fornecida ao freio em função das diferentes tensões de referência da Interface Multi E/S

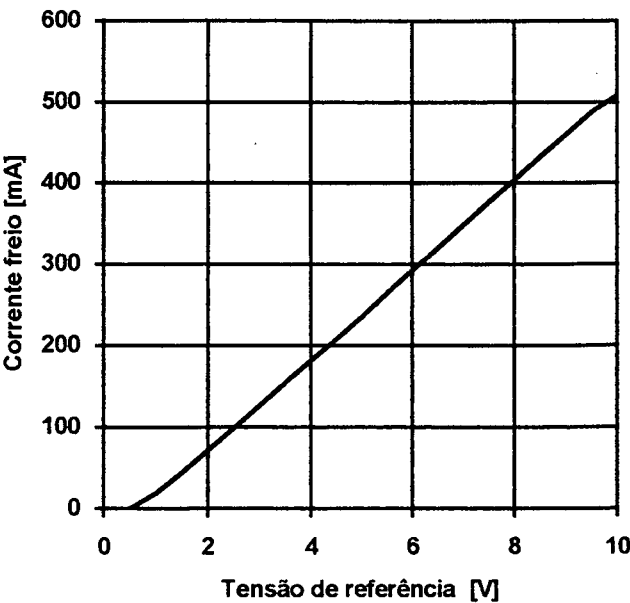


FIG.4.10. Gráfico da corrente fornecida ao freio em função das diferentes tensões de referência da Interface Multi E/S.

A corrente fornecida pelo *drive* do freio depois da adaptação é maior (comparar **FIG.4.04** com a **FIG.4.10**), mas encontra-se dentro os limites de funcionamento do freio (ver **FIG.4.02**). Com estes novos valores apresentados, a adaptação realizada atende às necessidades do torque de frenagem (até 180 Ncm) requerida na bancada.

5. PROCEDIMENTOS PARA ENSAIOS NA BANCADA

5.1 INTRODUÇÃO

Um ensaio realizado sobre um acionamento permite determinar seus parâmetros característicos, bem como, as curvas representativas do seu comportamento estático e dinâmico.

Os ensaios estáticos servem para determinar os parâmetros e as curvas característicos do acionamento, no regime permanente de funcionamento. Em função do tipo de carregamento aplicado, cargas inerciais sem atrito, cargas de atrito viscoso e/ou combinação destas, estes ensaios permitem determinar nos motores CC os parâmetros característicos, tais como, constante de torque, constante de tensão e também a curva característica estática torque vs. frequência rotacional.

Os ensaios dinâmicos servem para determinar os parâmetros e as curvas característicos do acionamento, no transiente do funcionamento. Estes ensaios determinam o comportamento dinâmico do acionamento, nas formas de sua resposta em frequência e resposta ao degrau durante os processos de aceleração e desaceleração. Para os motores CC, utilizando-se a resposta ao degrau, determina-se a constante de tempo mecânica (resposta da frequência rotacional no tempo) e a constante de tempo elétrica. Mediante o ensaio em frequência determina-se a resposta em frequência da frequência rotacional do motor.

De uma forma geral, para determinar as características de um acionamento, pode-se realizar o ensaio, conforme seja necessário, com:

- o eixo do motor parado, sem fornecer energia ao motor.
- o motor energizado eletricamente.
- o motor energizado mecanicamente.

Nota: Os ensaios no regime permanente foram implementados num Programa Gerenciador, que realiza os ensaios de forma automática.

5.2 ENSAIO PARA A OBTENÇÃO DA CURVA TORQUE vs. FREQUÊNCIA ROTACIONAL

A curva característica estática torque vs. frequência rotacional apresenta a relação existente entre a frequência rotacional do motor e o torque fornecido para diferentes tensões de alimentação.

Permite conhecer qual a tensão a ser aplicada ao motor para obter o torque e a frequência rotacional requerida no aplicativo, onde o acionamento será utilizado (A tensão aplicada e a máxima corrente fornecida ao motor deverão estar dentro dos limites admissíveis).

Para este ensaio os equipamentos da bancada utilizados são:

- computador.
- sistema de monitoramento da corrente.
- freio e *drive* do freio.
- torquímetro e condicionador do sinal.
- tacômetro e condicionador do sinal.
- *drive*/fonte para acionar o motor.

Ao acionar-se o motor, seu eixo faz gira solidariamente o eixo do freio. Supondo-se não existir torque de frenagem residual no freio devido ao atrito entre carcaça-pó magnetizável-disco, não se transmitia nem torque nem movimento e em consequência, o sensor de torque deve acusar zero. Contudo, isto não acontece, e em realidade os ensaios já começam com um torque de carga residual menor a 2 Ncm como mostrado na **FIG.5.02**.

5.2.1 PROCEDIMENTOS PARA REALIZAR O ENSAIO

É descrito na continuação os passos a seguir para obter-se a curva característica estática torque vs. frequência rotacional.

5.2.2 PROCEDIMENTOS INICIAIS

a) O primeiro passo para realizar um ensaio é conhecer o tipo de acionamento a ser testado e, principalmente, os limites de tensão e corrente admissíveis. Caso não se disponha das folhas técnicas do motor, obter estes valores a partir da identificação do tipo de motor (ver item 2.1) e da pesquisa, em catálogos gerais, os valores característicos. Caso se queira verificar o comportamento do acionamento deve-se adotar os valores da folha de dados.

b) Um segundo passo é escolher o *drive* do motor (para todos os ensaios implementados utiliza-se a fonte/*drive* apresentada no item 4.1.10). *Drive* que deve ser compatível conforme as especificações de funcionamento do motor, formando assim um sistema de acionamento integrado. Deste *drive* deve-se conhecer o ganho de amplificação do sinal de referência e a corrente máxima admissível.

c) Como terceiro passo deve-se montar os módulos mecânicos de acordo com a **FIG.5.01**. A montagem e ajuste final deve ser realizada com ajuda de um relógio comparador, para garantir o alinhamento entre os transdutores e o acionamento (Nos ensaios realizados conseguiu-se obter um alinhamento na faixa de ± 10 centésimos de milímetro).

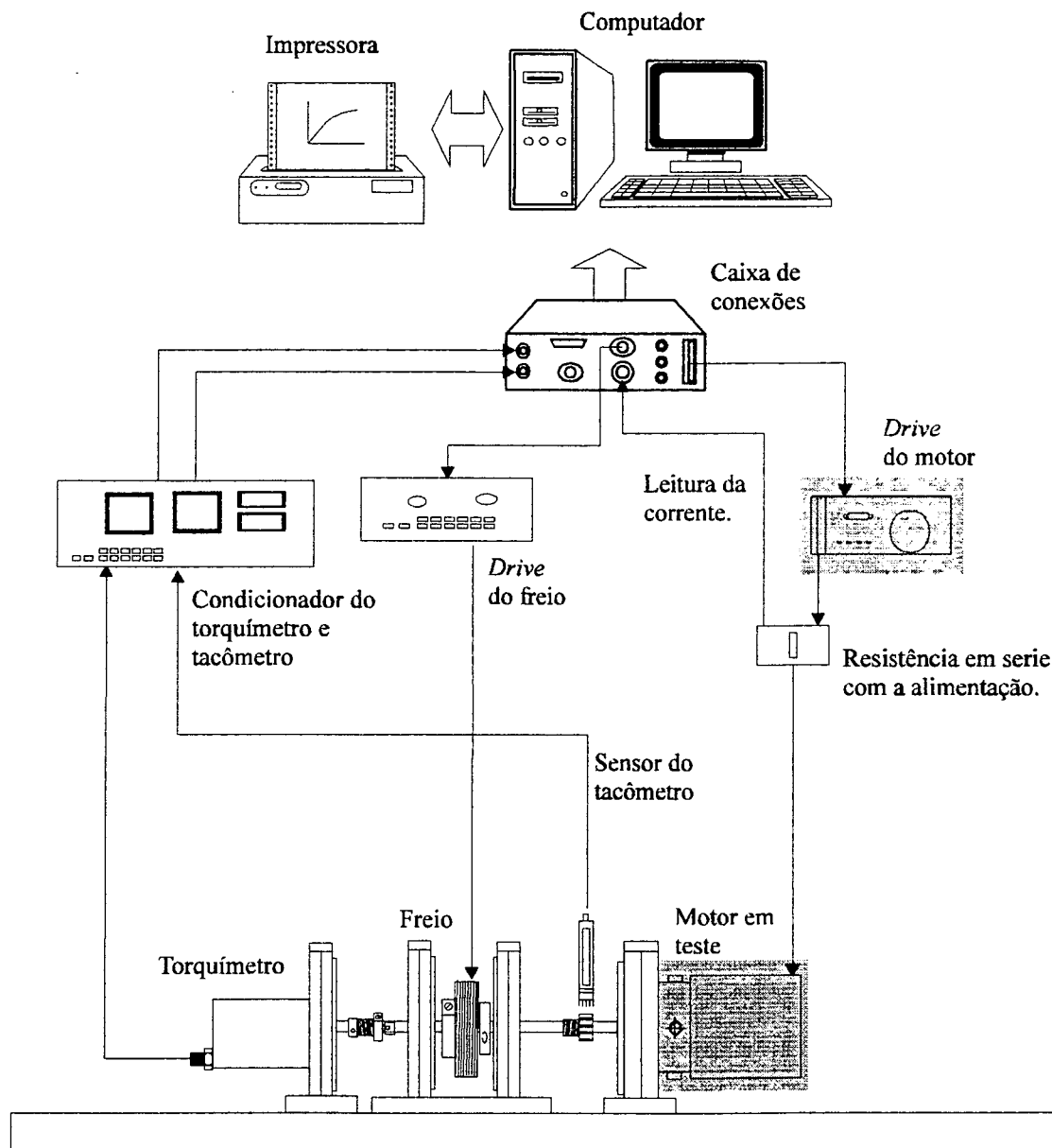


FIG.5.01 Esquema da montagem da bancada para o ensaio da curva característica torque vs. frequência rotacional.

d) Como quarto passo deve-se ajustar no condicionador do torquímetro e tacômetro os valores de fundo de escala do torque e rotação. Escolher as faixas dentro às quais se encontrem os máximos valores de torque e frequência rotacional do acionamento. Verificar se o número de linhas por

revolução ajustado no condicionador, corresponde ao número de linhas existentes no anel preso no eixo do motor, onde o sensor do tacômetro encontra-se apontando.

5.2.3 PROCEDIMENTOS DE ENSAIO

a) Rodar o Programa Gerenciador dos Ensaios da Bancada. No programa, primeiro deve-se definir os parâmetros do motor e do *drive* de acionamento. Para isso, entra-se no menu ***Definir Parâmetros***, dentro deste deve-se escolher ***Hardware*** e, então digitar os valores solicitados de acordo com:

- ***Marca***: Marca do acionamento.
- ***Modelo***: Modelo do acionamento.
- ***Tipo***: Tipo de motor.
- ***Máxima corrente sobre o motor***: Máxima corrente admissível.
- ***Máxima tensão sobre o motor***: Máxima tensão admissível.
- ***Máxima corrente sobre o drive de acionamento do motor***: Máxima corrente admissível no *drive* do motor.
- ***Ganho em tensão do amplificador do drive de acionamento do motor***: É o ganho de amplificação do sinal de referência.

O segundo passo seria verificar se os canais analógicos de entrada e saída ajustados no programa gerenciador da Interface Multi E/S estão concordantes com as ligações realizadas na caixa de conexões. Para isso, seleciona-se no menu ***Definir Parâmetros***, a opção ***Internos*** e então digita-se os valores solicitados de acordo com:

- ***Canal analógico para a leitura do sensor fotoelétrico de rotação (0-7)***: É o canal analógico utilizado para leitura da tensão 0 a 1 V, proporcional a frequência rotacional do eixo do motor fornecida pelo *drive* condicionador.
- ***Canal analógico de entrada (0-7) para leitura do torquímetro***: É o canal analógico utilizado para leitura da tensão -1 a 1 V, proporcional ao torque do eixo do motor fornecida pelo *drive* condicionador.
- ***Canal analógico de entrada (0-7) para leitura da corrente***: É o canal analógico utilizado para leitura da queda de tensão, proporcional a corrente circulante no motor, na resistência em série com a alimentação.
- ***Ganho para entrada do sinal***: É o ganho para leitura da queda de tensão proporcional à corrente.

- **Valor da resistência conectada em série com a alimentação do motor ohms:** Valor da resistência.
- **Canal analógico de saída (0-1) para comando do motor:** É o canal analógico de saída utilizado para enviar o sinal ao *drive* do motor.
- **Canal analógico de saída (0-1) para comando do freio:** Canal analógico de saída utilizado para enviar o sinal ao *drive* do freio.

b) Uma vez definidos os parâmetros do motor e do *drive* no Programa Gerenciador dos Ensaios da Bancada, deve-se entrar em *Ensaio*, escolher ensaio **Torque - Frequência rotacional** e digitar todos os valores solicitados, de acordo com:

- **Máximo valor da escala do torquímetro:** é o valor ajustado no condicionador do torquímetro como fundo de escala do torque.
- **Máximo valor do torque no gráfico:** é o máximo valor na escala do eixo do torque no gráfico do ensaio.
- **Variação do torque no gráfico:** é a variação de torque entre um e outro valor apresentado no eixo do gráfico.
- **Máximo valor da escala do tacômetro:** é o valor ajustado no condicionador do tacômetro como fundo de escala da frequência rotacional.
- **Máximo valor da frequência rotacional no gráfico:** é o máximo valor na escala do eixo, da frequência rotacional no gráfico do ensaio.
- **Variação da frequência rotacional no gráfico:** é a variação da frequência rotacional entre um e outro valor apresentado no eixo do gráfico.
- **Tensões de alimentação no motor. Tensão 1; Tensão 2; Tensão 3;** São as diferentes tensões a serem aplicadas ao motor, para obter-se as curvas correspondentes à variação da frequência rotacional com o torque fornecido, para cada tensão de alimentação. Caso se queira ensaiar com uma só tensão digitar nas outras tensões o valor 0.
- **Incremento da tensão de referência ao drive do freio:** é o valor diferencial, com o qual se incrementará o sinal de referência ao *drive* do freio. Gerando a carga que será aplicada ao eixo do motor.

c) Uma vez terminada esta operação o programa pergunta se quer iniciar o ensaio ou se quer ver o gráfico onde serão desenhados os pontos do ensaio; opções **Ensaio** e **Ver** respectivamente. Para iniciar o ensaio, deve-se escolher **Ensaio**. O programa gerenciador termina o ensaio quando a corrente requerida pelo acionamento é igual ou imediatamente superior ao máximo valor da corrente admissível

no motor ou, no caso, do *drive* de acionamento. O gráfico resultante do ensaio é apresentado na tela do computador.

d) Os valores X, Y do ensaio são apresentados dentro do menu **Principal** em **Mostrar Resultados**.

5.2.4 PROCEDIMENTOS FINAIS

a) Concluído o ensaio, deve-se verificar o estado do freio, que é o dispositivo mais sensível a defeitos na bancada. Caso o torque residual aumente a mais de 3 Ncm, que é o normal (conforme catálogo 5 Ncm, mas o freio adquirido apresenta 2 Ncm), deve-se gerar uma vibração mecânica sobre o freio com o objetivo de desgrudar o possível pó colado na carcaça do freio. Para isso deve-se submetê-lo a uma excitação senoidal, entrando no *drive* com um sinal alternado de 30 Hz a 60 Hz de frequência e 2 V como máximo de amplitude (2 V de sinal de referência corresponde a uma corrente no freio de aproximadamente um 15% da máxima corrente admissível, ver **FIG.4.10**).

b) Caso o freio não atinja mais os máximos valores de torque, deve-se pensar em trocar o pó magnetizável, devido ao fato de que possivelmente as partículas do pó já não tenham o formato de agulhas (ver item 2.2.4.1), o que provoca a diminuição do atrito entre o disco e a carcaça, baixando assim, a capacidade de gerar carga.

5.2.5 EXEMPLO DE APLICAÇÃO PARA MOTOR CC

Seguindo os passos expostos no item PROCEDIMENTOS INICIAIS, as características do motor são expostas no item 4.1.9 e a do *drive* no item 4.1.10.

Tendo montado a bancada para o ensaio de acordo a **FIG.5.01**, deve-se ajustar de acordo com os dados do motor, os seguintes valores de fundo de escala no condicionador do torquímetro e tacômetro.

- Valor de fundo de escala do torquímetro: 30 Ncm

- Valor de fundo de escala do tacômetro: 7000 rpm

(Verificar se o número de linhas no anel preso no eixo do motor é a ajustada no condicionador)

A seguir roda-se o Programa Gerenciador no computador da bancada.

C:\bancada\bancada.exe ENTER

e realizam-se os PROCEDIMENTOS DE ENSAIO entrando com os seguintes dados:

No menu *Definir Parâmetros*

- **Hardware**

- *Marca*: Honeywell
- *Modelo*: 33VM62-020-13
- *Tipo*: Copo
- *Máxima corrente sobre o motor*: 5
- *Máxima tensão sobre o motor*: 22
- *Máxima corrente sobre o drive de acionamento do motor*: 5

(para o caso, deve-se digitar o mesmo valor da corrente admissível do motor devido ao fato de que o *drive* é a fonte de alimentação).

- *Ganho em tensão do amplificador do drive de acionamento do motor*: 15

- **Internos**

- *Canal analógico para a leitura do sensor fotoelétrico de rotação (0-7)*: 0
- *Canal analógico de entrada (0-7) para leitura do torquímetro*: 1
- *Canal analógico de entrada (0-7) para leitura da corrente*: 2
- *Ganho para entrada do sinal*: 5
- *Valor da resistência conectada em série com a alimentação do motor ohms*: 0,1
- *Canal analógico de saída (0-1) para comando do motor*: 1
- *Canal analógico de saída (0-1) para comando do freio*: 0

No menu *Ensaaios*

- **Torque vs Freq.Rota.**

- *Máximo valor da escala do torquímetro*: 30
- *Máximo valor do torque no gráfico*: 16
- *Variação do torque no gráfico*: 2
- *Máximo valor da escala do tacômetro*: 7
- *Máximo valor da frequência rotacional no gráfico*: 5
- *Variação da frequência rotacional no gráfico*: 1
- *Tensões de alimentação no motor. Tensão 1*: 20
Tensão 2: 15
Tensão 3: 10
- *Incremento da tensão de referência ao drive do freio*: 0.2

O gráfico da curva caraterística estática torque vs. frequência rotacional do acionamento ensaiado é apresentado na **FIG.5.02** e os dados do ensaio na Tabela 5.01. Finalizado o teste realizar, se necessário, os **PROCEDIMENTOS FINAIS**.

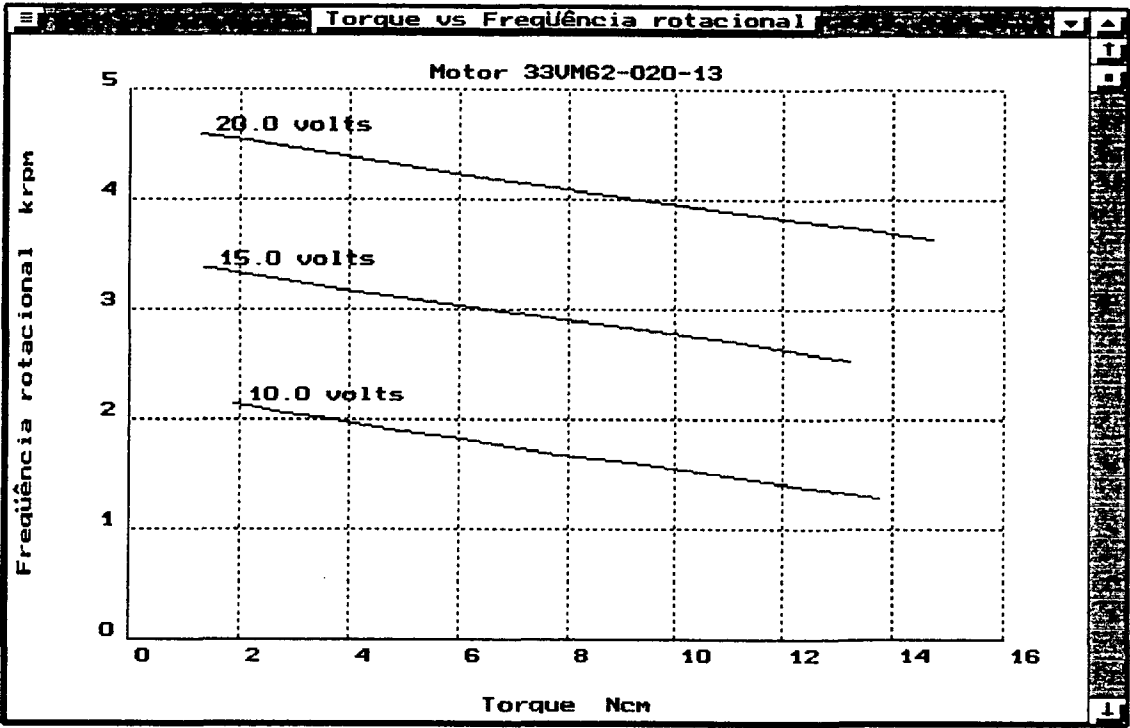


FIG.5.02 Curva caraterística estática torque vs. frequência rotacional para o acionamento apresentado no item 4.1.9.

Tensão 20 V		Tensão 15 V		Tensão 10 V	
Torque Ncm	Rotação krpm	Torque Ncm	Rotação krpm	Torque Ncm	Rotação krpm
1,271	4,588	1,365	3,375	1,890	2,142
2,109	4,536	1,500	3,374	2,130	2,122
6,155	4,220	2,347	3,301	2,830	2,060
8,221	4,072	3,902	3,182	3,729	2,007
10,140	3,954	5,455	3,073	4,729	1,913
11,467	3,859	7,324	2,954	6,082	1,818
13,233	3,756	8,804	2,854	7,532	1,702
14,701	3,648	10,989	2,714	9,188	1,600
		13,210	2,533	10,951	1,487
				13,746	1,282

Tabela 5.01 Tabela com os dados do ensaio da FIG.5.02.

5.3 ENSAIO PARA A OBTENÇÃO DA CONSTANTE DE TENSÃO

A constante de tensão K_e , é um parâmetro característico estático e que melhor permite descrever o funcionamento do motor como gerador. Para realizar o ensaio aplica-se gradativamente diferentes tensões no motor mediante um sinal de referência ao *drive* do motor e mede-se as revoluções n do eixo para cada tensão aplicada. A inclinação da curva obtida, ao desenhar os pontos n e E , é a constante de tensão K_e .

$$K_e = \frac{\Delta E}{\Delta n}$$

onde:

K_e Constante de tensão em V/krpm

E : Tensão gerada no acionamento em V

n : Rotações do eixo em krpm

Para este ensaio os equipamentos da bancada utilizados são:

- computador.
- sistema de monitoramento da corrente.
- tacômetro e condicionador do sinal.
- *drive*/fonte para acionar o motor.

5.3.1 PROCEDIMENTOS PARA REALIZAR O ENSAIO

É descrito na continuação os passos a seguir para obter-se o parâmetro característico estático constante de tensão.

5.3.2 PROCEDIMENTOS INICIAIS

a) Realizar o passo a) item 5.2.2.

b) Realizar o passo b) item 5.2.2.

c) Como terceiro passo deve-se montar o motor no módulo mecânico de acordo com a **FIG.5.03**.

d) Como quarto passo deve-se ajustar no condicionador do tacômetro o valor de fundo de escala das rotações. Escolher uma faixa dentro à qual se encontre o máximo valor da frequência rotacional do

acionamento. Verificar se o número de linhas por revolução ajustado no condicionador, corresponde ao número de linhas existentes no anel preso no eixo do motor, onde o sensor do tacômetro encontra-se apontando.

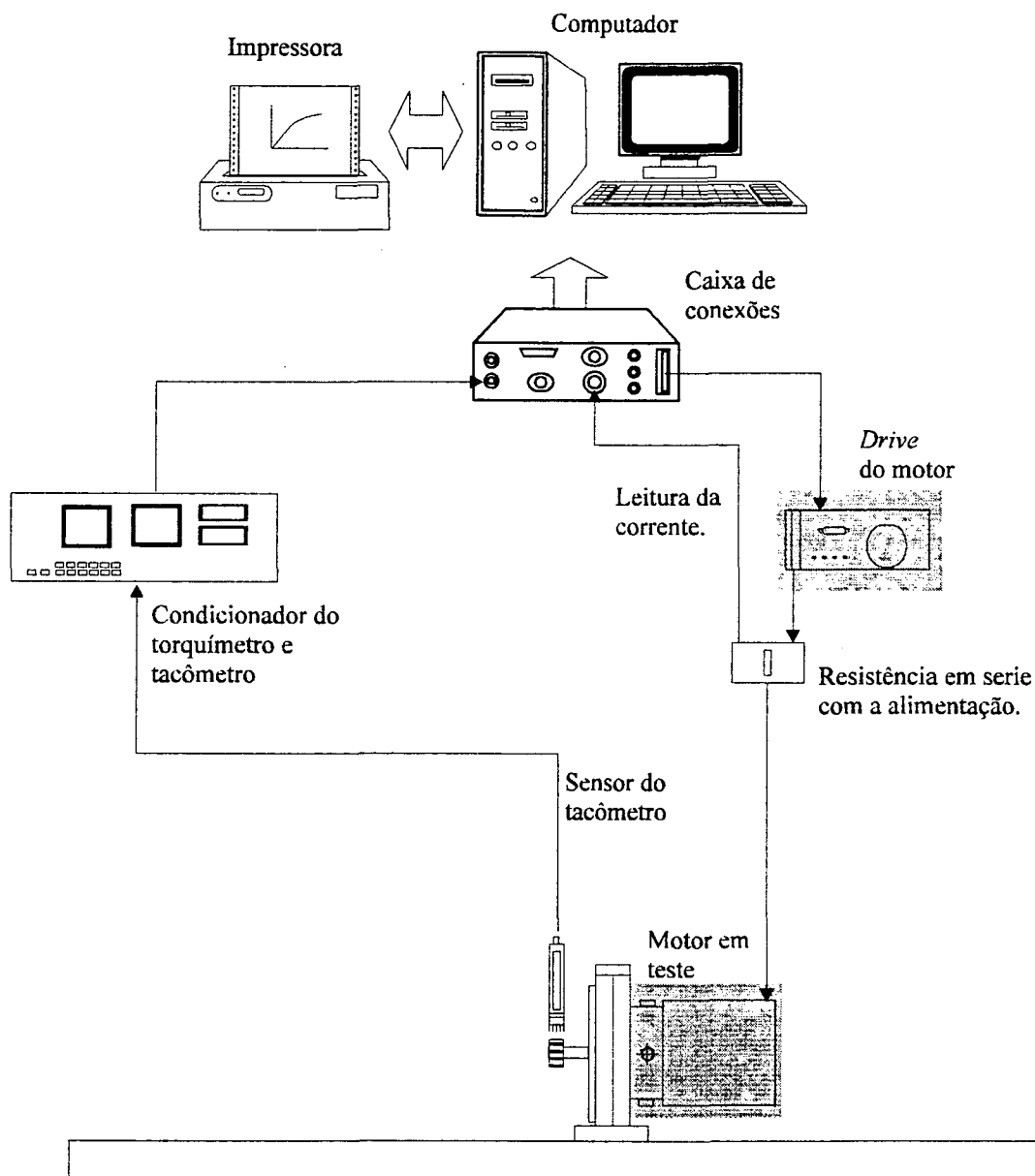


FIG.5.03 Esquema da montagem da bancada para o ensaio constante de tensão.

5.3.3 PROCEDIMENTOS DE ENSAIO

a) Realizar o passo a) item 5.2.3.

b) Uma vez definidos os parâmetros do motor e do *drive* no Programa Gerenciador dos Ensaio da Bancada, deve-se entrar em *Ensaio*, escolher ensaio *Constante de tensão* e digitar todos os valores solicitados, de acordo com:

- *Máximo valor da escala do tacômetro*: é o valor ajustado no condicionador do tacômetro como fundo de escala da frequência rotacional.
- *Máximo valor da frequência rotacional no gráfico*: é o máximo valor na escala do eixo da frequência rotacional no gráfico do ensaio.
- *Variação da frequência rotacional no gráfico*: é a variação da frequência rotacional entre um e outro valor apresentado no eixo do gráfico.
- *Máximo valor da tensão sobre o motor*: é o máximo valor de tensão a ser aplicado no motor, a qual deve ser menor ou igual ao máximo valor admissível.
- *Variação da tensão sobre o motor*: é o diferencial de tensão aplicada ao acionamento entre uma e outra aquisição dos valores da tensão e da frequência rotacional.
- *Variação da tensão no gráfico*: é a variação da tensão entre um e outro valor apresentado no eixo do gráfico.

c) Uma vez terminada esta operação o programa pergunta se quer iniciar o ensaio ou se quer ver o gráfico onde serão desenhados os pontos do ensaio; opções *Ensaio* e *Ver* respectivamente. Para iniciar o ensaio, deve-se escolher *Ensaio*. O programa gerenciador termina o ensaio quando a tensão aplicada ao acionamento é igual ou imediatamente superior ao máximo valor da tensão admissível ou se a corrente, no motor e/ou *drive* encontra-se em uma situação similar. O gráfico resultante do ensaio é apresentado na tela do computador. O valor K_e resultante é o gradiente (inclinação da curva) da equação da linha que "melhor" representa a curva obtida. Dita equação é determinada mediante o método da regressão dos mínimos quadrados (Ver Spiegel 1992).

d) Os valores X, Y do ensaio são apresentados dentro do menu *Principal* em *Mostrar Resultados*.

5.3.4 EXEMPLO DE APLICAÇÃO

Seguindo os passos expostos no item PROCEDIMENTOS INICIAIS, as características do motor são expostas no item 4.1.9 e a do *drive* no item 4.1.10.

Tendo montado a bancada para o ensaio de acordo a FIG.5.03. Deve-se ajustar, de acordo com os dados do motor, os seguintes valores de fundo de escala no condicionador do tacômetro.

- Valor de fundo de escala do tacômetro: 7000 rpm

(Verificar se o número de linhas no anel preso no eixo do motor é a ajustada no condicionador)

A seguir roda-se o Programa Gerenciador no computador da bancada.

C:\bancada\bancada.exe ENTER

e realizam-se os PROCEDIMENTOS DE ENSAIO entrando com os seguintes dados:

No menu *Definir Parâmetros*

- **Hardware**

- **Marca:** Honeywell

- **Modelo:** 33VM62-020-13

- **Tipo:** Copo

- **Máxima corrente sobre o motor:** 5

- **Máxima tensão sobre o motor:** 22

- **Máxima corrente sobre o drive de acionamento do motor:** 5

(para o caso, deve-se digitar o mesmo valor da corrente admissível do motor devido ao fato de que o *drive* é a fonte de alimentação).

- **Ganho em tensão do amplificador do drive de acionamento do motor:** 15

- **Internos**

- **Canal analógico para a leitura do sensor fotoelétrico de rotação (0-7):** 0

- **Canal analógico de entrada (0-7) para leitura do torquímetro:** 1

- **Canal analógico de entrada (0-7) para leitura da corrente:** 2

- **Ganho para entrada do sinal:** 5

- **Valor da resistência conectada em série com a alimentação do motor ohms:** 0,1

- **Canal analógico de saída (0-1) para comando do motor:** 1

- **Canal analógico de saída (0-1) para comando do freio:** 0

No menu *Ensaaios*

- **Constante de tensão**

- **Máximo valor da escala do tacômetro:** 7

- **Máximo valor da frequência rotacional no gráfico:** 5

- **Variação da frequência rotacional no gráfico:** 1

- *Máximo valor da tensão sobre o motor.* 20
- *Variação da tensão sobre o motor.* 2
- *Variação da tensão no gráfico.* 2

O gráfico da curva caraterística estática para determinação da constante de tensão do acionamento ensaiado é apresentado na **FIG.5.04** e os dados do ensaio na Tabela 5.02.

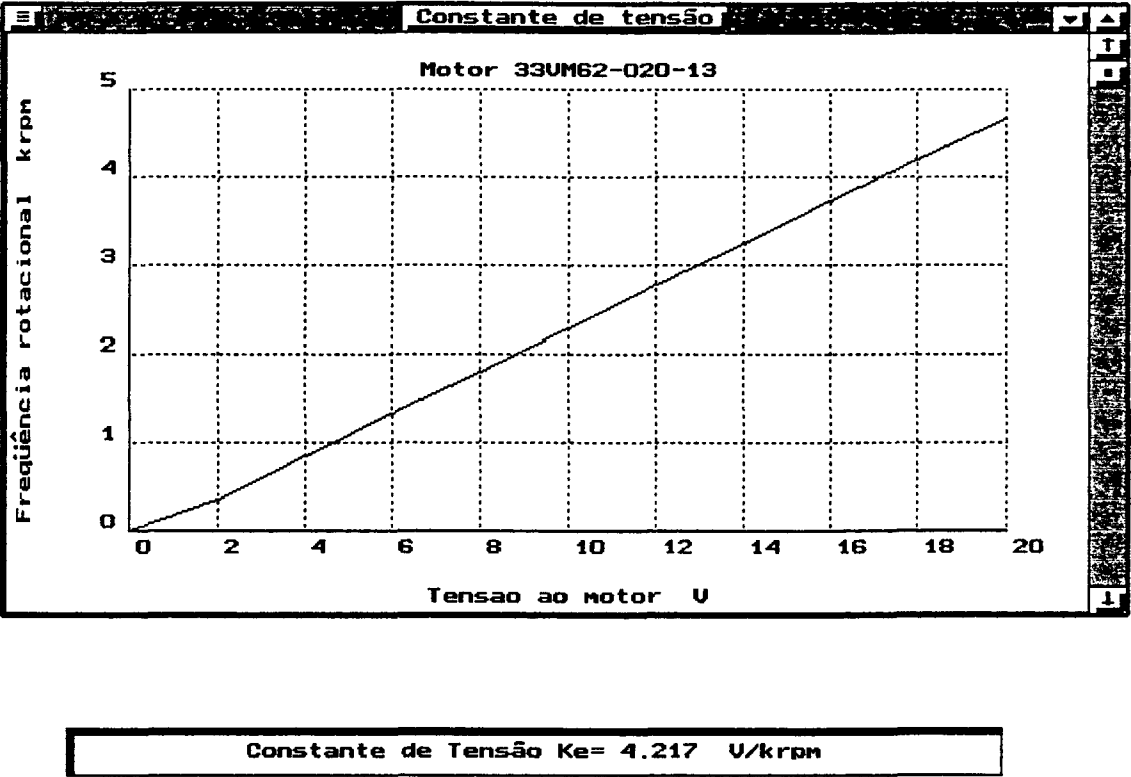


FIG.5.04 Curva caraterística estática para a determinação da constante de tensão para o acionamento apresentado no item 4.1.9.

Tensão V	Frequência rotacional krpm
0	0,000
2	0,348
4	0,850
6	1,328
8	1,811
10	2,291
12	2,770
14	3,251
16	3,732
18	4,199
20	4,665

Tabela 5.02 Dados do ensaio do gráfico da FIG.5.04.

5.4 ENSAIO PARA A OBTENÇÃO DA CONSTANTE DE TORQUE

A constante de torque K_t é um parâmetro característico estático a partir do qual pode-se determinar o torque que um motor pode fornecer a diferentes valores de correntes de alimentação, dentro da faixa de segurança de temperatura.

Para realizar o ensaio, primeiro coloca-se o motor em funcionamento a uma frequência rotacional constante e então, aplica-se gradativamente diferentes cargas ao eixo do motor, mediante um sinal de referência ao *drive* do freio. Mede-se o torque M fornecido pelo motor e a corrente I requerida para cada situação de carga. A inclinação da curva obtida, ao desenhar os pontos I e M , é a constante de torque K_t .

$$K_t = \frac{\Delta M}{\Delta I}$$

onde:

K_t : Constante de torque em Nm/A

M : Torque fornecido pelo acionamento em Nm

I : Corrente que circula pela armadura em A

Para este ensaio os equipamentos da bancada utilizados são:

- computador.
- sistema de monitoramento da corrente.

- freio e *drive* do freio.
- torquímetro e condicionador do sinal.
- *drive*/fonte para acionar o motor.

5.4.1 PROCEDIMENTOS PARA REALIZAR O ENSAIO

É descrito na continuação os passos a seguir para obter-se o parâmetro característico estático constante de torque.

5.4.2 PROCEDIMENTOS INICIAIS

- a) Realizar o passo a) item 5.2.2.
- b) Realizar o passo b) item 5.2.2.
- c) Como terceiro passo deve-se montar o motor no módulo mecânico de acordo com a **FIG.5.05**. A montagem e ajuste final deve ser realizada com ajuda de um relógio comparador, para garantir o alinhamento entre os transdutores e o acionamento (Nos ensaios realizados conseguiu-se obter um alinhamento na faixa de ± 10 centésimos de milímetro).
- d) Como quarto passo deve-se ajustar no condicionador do torquímetro o valor de fundo de escala do torque. Escolher uma faixa dentre a qual se encontre o máximo valor de torque do acionamento.

5.4.3 PROCEDIMENTOS DE ENSAIO

- a) Realizar o passo a) item 5.2.3.
- b) Uma vez definidos os parâmetros do motor e do *drive* no Programa Gerenciador dos Ensaios da Bancada, deve-se entrar em *Ensaios*, escolher ensaio **Constante de torque** e digitar todos os valores solicitados, de acordo com:
 - **Máximo valor da escala do torquímetro**: é o valor ajustado no condicionador do torquímetro como fundo de escala do torque.
 - **Máximo valor do torque no gráfico**: é o máximo valor na escala do eixo do torque no gráfico do ensaio.

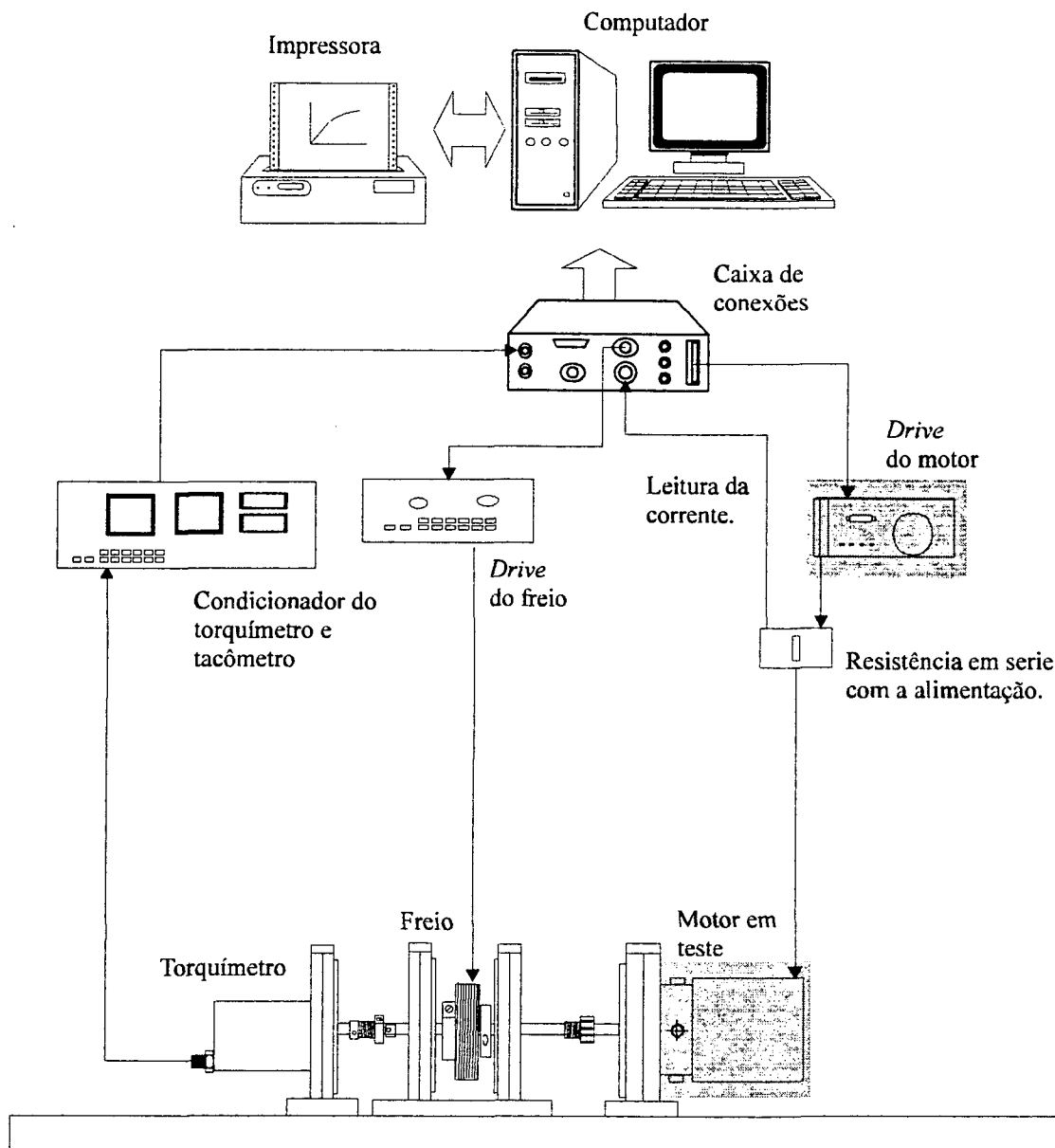


FIG.5.05 Esquema da montagem da bancada para o ensaio constante de torque.

- ***Variação do torque no gráfico:*** é a variação de torque entre um e outro valor apresentado no eixo do gráfico.
- ***Máximo valor da corrente sobre o motor:*** é o máximo valor de corrente a ser aplicado no motor, o qual deve ser menor ou igual ao máximo valor admissível.
- ***Variação da corrente no gráfico:*** é a variação da corrente entre um e outro valor apresentado no eixo do gráfico.
- ***Tensão de alimentação no motor:*** é a tensão que com que será alimentado o motor, a qual deve ser menor ou igual ao máximo valor admissível.

- **Incremento da tensão de referência ao drive do freio:** é o valor diferencial, com o qual se incrementará o sinal de referência ao *drive* do freio, gerando a carga que será aplicada ao eixo do motor.

c) Uma vez terminada esta operação o programa pergunta se quer iniciar o ensaio ou se quer ver o gráfico onde serão desenhados os pontos do ensaio; opções **Ensaia**r e **Ver** respectivamente. Para iniciar o ensaio, deve-se escolher **Ensaia**r. O programa gerenciador termina o ensaio quando a corrente aplicada ao acionamento é igual ou imediatamente superior ao máximo valor da corrente admissível do motor ou, no caso, do *drive*. O gráfico resultante do ensaio é apresentado na tela do computador. O valor K_t resultante é o gradiente (inclinação da curva) da equação da linha que "melhor" representa a curva obtida. Dita equação é determinada mediante o método da regressão dos mínimos quadrados (Ver Spiegel 1992).

d) Os valores X, Y do ensaio são apresentados dentro do menu **Principal** em **Mostrar Resultados**.

5.4.4 PROCEDIMENTOS FINAIS

- a) Realizar o passo a) item 5.2.4.
- b) Realizar o passo b) item 5.2.4.

5.4.5 EXEMPLO DE APLICAÇÃO

Seguindo os passos expostos no item PROCEDIMENTOS INICIAIS, as características do motor são expostas no item 4.1.9 e a do *drive* no item 4.1.10.

Tendo montado a bancada para o ensaio de acordo a **FIG.5.05**. Deve-se ajustar, de acordo com os dados do motor, os seguintes valores de fundo de escala no condicionador do tacômetro.

- Valor de fundo de escala do torquímetro: 30 Ncm
- Valor de fundo de escala do tacômetro: 7000 rpm

(Caso o sensor do tacômetro esteja conectado. Garantindo assim que o indicador analógico do condicionador do tacômetro não chegara ao fundo de escala. Verificar se o número de linhas no anel preso no eixo do motor é a ajustada no condicionador)

A seguir roda-se o Programa Gerenciador no computador da bancada.

C:\bancada\bancada.exe ENTER

e realizam-se os PROCEDIMENTOS DE ENSAIO, entrando com os seguintes dados:

No menu *Definir Parâmetros*

- **Hardware**

- **Marca:** Honeywell
 - **Modelo:** 33VM62-020-13
 - **Tipo:** Copo
 - **Máxima corrente sobre o motor:** 5
 - **Máxima tensão sobre o motor:** 22
 - **Máxima corrente sobre o drive de acionamento do motor:** 5
- (para o caso, deve-se digitar o mesmo valor da corrente admissível do motor devido ao fato de que o drive é a fonte de alimentação).
- **Ganho em tensão do amplificador do drive de acionamento do motor:** 15

- **Internos**

- **Canal analógico para a leitura do sensor fotoelétrico de rotação (0-7):** 0
- **Canal analógico de entrada (0-7) para leitura do torquímetro:** 1
- **Canal analógico de entrada (0-7) para leitura da corrente:** 2
- **Ganho para entrada do sinal:** 5
- **Valor da resistência conectada em série com a alimentação do motor ohms:** 0,1
- **Canal analógico de saída (0-1) para comando do motor:** 1
- **Canal analógico de saída (0-1) para comando do freio:** 0

No menu *Ensaio*

- **Constante de torque**

- **Máximo valor da escala do torquímetro:** 30
- **Máximo valor do torque no gráfico:** 18
- **Variação do torque no gráfico:** 2
- **Máximo valor da corrente sobre o motor:** 5
- **Variação da corrente no gráfico:** 1
- **Tensão de alimentação no motor:** 15
- **Incremento da tensão de referência ao drive do freio:** 0.2

O gráfico da curva caraterística estática para determinação da constante de torque do acionamento ensaiado é apresentado na **FIG.5.06**, e os dados do ensaio na Tabela 5.03.

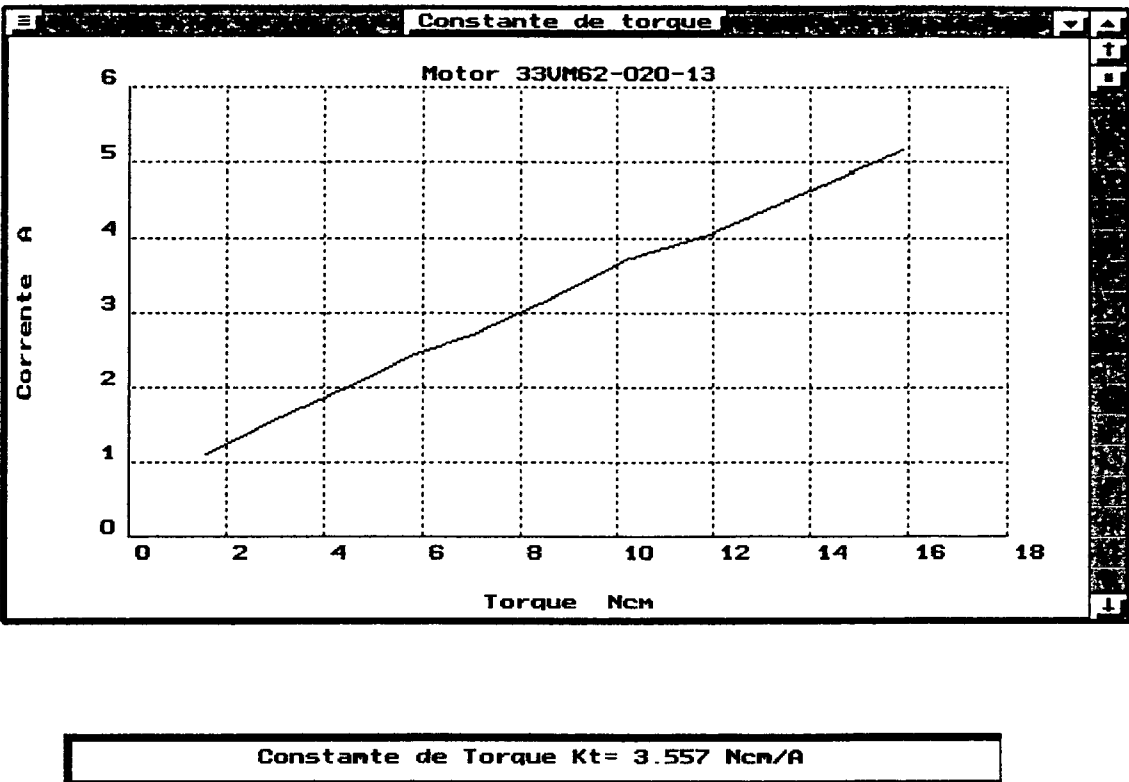


FIG.5.06 Curva caraterística estática para a determinação da constante de torque para o acionamento apresentado no item 4.1.9.

Torque Ncm	Corrente A
1,562	1,103
2,777	1,510
4,342	1,986
5,848	2,455
6,996	2,700
8,414	3,119
10,169	3,704
11,924	4,054
15,882	5,153

Tabela 5.03 Dados do ensaio do gráfico da **FIG.5.06**.

Finalizado o teste realizar, se necessário, os **PROCEDIMENTOS FINAIS**.

5.4.6 ALTERNATIVAS DE ENSAIO

Outra maneira de determinar K_t é em base ao valor da constante de tensão K_e , sendo:

$$K_t = K_e$$

para

K_t : em Nm/A

K_e : em V/rad s⁻¹

$$K_t = 9.5493E - 3 K_e$$

para

K_t : em Nm/A

K_e : em V/krpm

Os ensaios apresentados na continuação são ensaios no transiente do funcionamento do motor. Estes ensaios são realizados utilizando o analisador dinâmico CSA (ver item 4.1.7), disponível na bancada.

5.5 ENSAIO PARA A OBTENÇÃO DA CONSTANTE DE TEMPO MECÂNICA

A constante de tempo mecânica é um parâmetro característico dinâmico de um acionamento.

Imposto ao motor uma entrada em degrau de tensão, a constante de tempo mecânica é definida como o tempo que tarda o valor da frequência rotacional do acionamento para atingir a 63.2% do valor final, **FIG.5.07**.

A constante de tempo mecânica τ_m , é um parâmetro pelo qual pode-se classificar se o acionamento é ou não de alta dinâmica (acionamentos fracionários CC *Coreless* sem núcleo de ferro de alta dinâmica, possuem uma constante de tempo mecânica em torno de 1 ms).

Para realizar o ensaio utilizando o CSA, o motor a ser ensaiado deve estar acoplado a um tacogerador para poder fornecer um sinal analógico proporcional à frequência rotacional do eixo do motor. O valor e o tempo do degrau, como sinal de referência ao *drive* do motor, são fornecidos pelo próprio CSA.

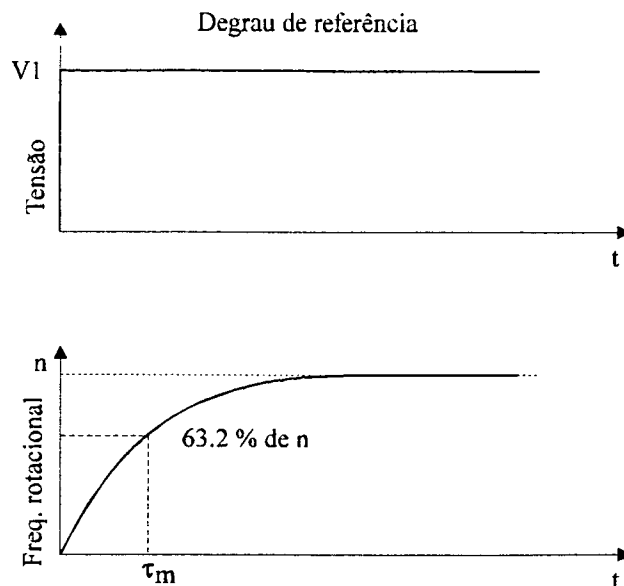


FIG.5.07 Constante de tempo mecânica.

Para este ensaio os equipamentos da bancada utilizados são:

- analisador dinâmico CSA.
- *drive*/fonte para acionar o motor.

5.5.1 PROCEDIMENTOS PARA REALIZAR O ENSAIO

É descrito na continuação os passos a seguir para obter-se o parâmetro característico dinâmico constante de tempo mecânica, utilizando o CSA.

5.5.2 PROCEDIMENTOS INICIAIS

- a) Realizar o passo a) item 5.2.2.
- b) Realizar o passo b) item 5.2.2.

c) Como terceiro passo deve-se montar o motor no módulo mecânico de acordo com a **FIG.5.08**. Como mostrado nesta figura, o sinal de referência (degrau) ao *drive* do motor é fornecido pela porta *Source* do CSA. Respectivamente o canal 1 adquire o valor da função de entrada ao *drive* do motor (degrau), e o canal 2 adquire o sinal do tacogerador que é proporcional à resposta da frequência rotacional no tempo do acionamento.

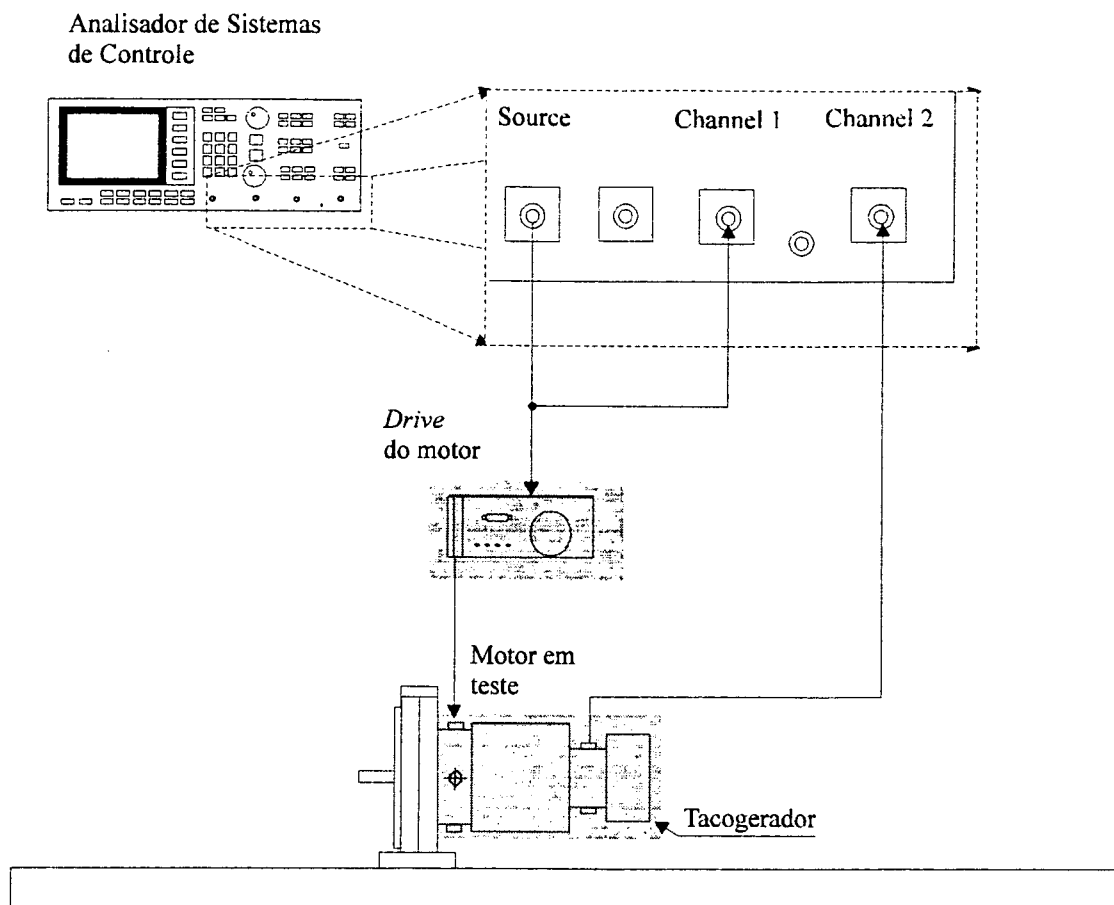


FIG.5.08 Esquema da montagem da bancada para o ensaio da constante de tempo mecânica.

5.5.3 PROCEDIMENTOS DE ENSAIO

Para realizar o ensaio da constante de tempo mecânica, deve-se ajustar os valores apropriados no CSA, considerando as características do acionamento, motor, *drive* e tacogerador. Mediante um exemplo, a continuação explicam-se os passos a seguir para realizar este ensaio. Utiliza-se o motor apresentado no item 4.1.9 e o *drive* no item 4.1.10.

NOTA. Na tela do CSA apresentam-se diferentes opções dependendo da tecla pressionada. Estas opções são escolhidas digitando as teclas existentes ao lado direito da tela. Estas teclas são chamadas *Soft Key*, e para o exemplo serão referenciadas como [S.K.] e as teclas normais como [T].

a) Ligar o CSA

b) [T] PRESET, [S.K.] Reset

Limpar a memória.

c) [T] STATE/TRACE

Apresenta uma tela onde se encontram todos os dados respectivos ao ensaio (ver **FIG.5.10**).

d) [T] MEAS MODE, [S.K.] Linear Resp

Definindo o ensaio a uma excitação linear.

e) [T] SELECT MEAS, [S.K.] Freq Resp -> CH 1&2 ativos

[S.K.] selecionados (negrito). Habilitando os dois canais de entrada.

f) [T] WINDOW, [S.K.] Hann -> Lines 801

[S.K.] selecionados. Modo de apresentação da tela.

g) [T] AVG, [S.K.] Stable

[S.K.] Number AVGs -> [T] 1 -> [S.K.] Enter

Define quantos ensaios serão realizados para depois fornecer uma media dos resultados obtido.
Para o exemplo se realizara 1 ensaio.

h) [T] FREQ, [S.K.] Freq Span -> [T] 600 -> [S.K.] Hz

É a frequência correspondente ao tempo em que o sinal de referência (degrau) será mantido.

i) [T] SELECT TRIGGER, [S.K.] Source Trig

Definindo que o sinal de referência para o ensaio é proporcionado pelo próprio CSA.

j) [T] INPUT CONFIG, [S.K.] Ground Chan 1 -> Ground Chan 2

Definindo uma mesma referência para ambos canais.

k) [T] RANGE, [S.K.] Chan Range 1 -> [T] 5 -> [S.K.] V

[S.K.] Chan Range 2 -> [T] 20 -> [S.K.] V

Definindo os máximos valores a serem lidos pelos canais 1 e 2 respectivamente.

Define-se no canal 1 = 5 V, considerando que 1 V de degrau no *drive*/fonte é amplificada a 15 V de alimentação ao motor.

Define-se no canal 2 = 20 V, considerando que a tensão proporcional à frequência rotacional no tacogerador é 3 V/1000 rpm. Ou que significa que à máxima frequência rotacional do acionamento (5500 rpm) serão gerados 16,5 V.

Porém, os limites ajustados no CSA estão com uma margem de segurança respeito a os máximos valores de tensão que podem ser gerados no ensaio.

l) [T] TRIG DELAY, [T] -40 -> [S.K.] ms

Define-se um tempo de 40 ms antes de gerar o sinal de referência (degrau).

Digitando diretamente o valor desejado vai para os dois canais.

m) [T] SOURCE, [S.K.] An

[S.K.] Source Type -> More Type -> Step

[S.K.] Return -> Return

[S.K.] Source Level -> [T] 1 -> [S.K.] V

Define-se que a saída de referência para o *drive* do motor é do tipo Analógica. É um degrau. E possui um nível de tensão de 1 V.

Os passos explicados na continuação servem para definir a tela de apresentação do CSA.

n) [T] Upper Lower

Apresenta os dois gráficos na tela do CSA, o gráfico da sinal de referência (degrau) e o gráfico da sinal de resposta do motor.

o) [T] A, [T] MEAS DISP, [S.K.] Filtro Input -> Time Rec 1

[T] B, [S.K.] Time Rec 2

Define-se que os eixos X dos dois gráficos, degrau e resposta ao degrau, serão no tempo.

p) [T] A, [T] Escale [S.K.] Y Auto Escale -> X Auto Escale

[T] B, [T] Escale [S.K.] Y Auto Escale -> X Auto Escale

Ajusta as escalas dos eixos conforme a os níveis de entrada de tensão nos canais 1 e 2 respectivamente.

q) [T] START

Realiza o ensaio e mostra os resultados na tela do CSA.

Os passos explicados a seguir servem para definir os parâmetros para o desenho da tela mediante interface GPIB.

r) [T] PLOT, [S.K.] Select Data -> Data & Annot -> Default Grids
 [S.K.] Return
 [S.K.] Select Pens -> Grid Pen -> 1 -> Enter
 [S.K.] Trace A pen -> 2 -> Enter
 [S.K.] Trace B pen -> 2 -> Enter
 [S.K.] Annot A pen -> 2 -> Enter
 [S.K.] Annot B pen -> 2 -> Enter
 [S.K.] Maker Pen -> 3 -> Enter -> Return
 [S.K.] Speed f
 [S.K.] Line Tipe -> Solid Lines -> Return
 [S.K.] Plot Limits -> Plot Area
 [S.K.] Users Limits -> Set P1 -> 9000,7000 -> Enter
 Set P2 -> 5000,1000 -> Enter -> Return
 [S.K.] Rot 90 -> On -> Return
 [S.K.] Start Plot

A FIG.5.09 apresenta o gráfico da resposta ao degrau. A FIG.5.10 os valores ajustados no CSA para este ensaio.

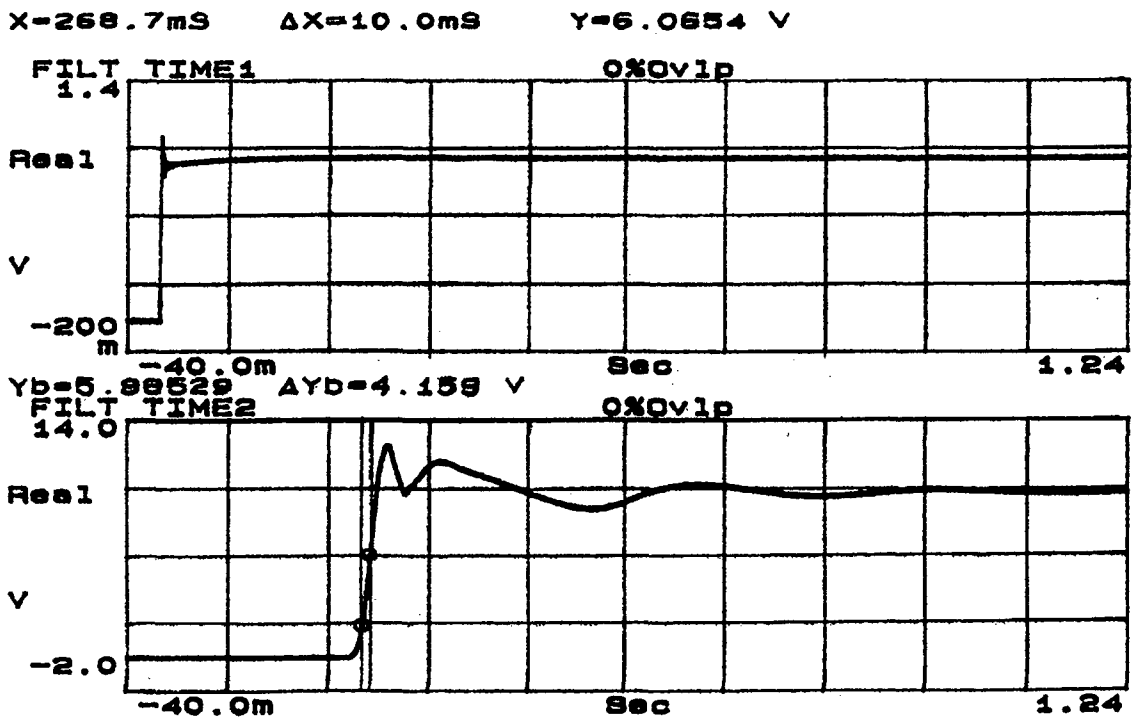


FIG.5.09 Gráfico da resposta ao degrau para o acionamento apresentado no item 4.1.9.

Pode-se ver na FIG.5.09 que existe um tempo entre o sinal do degrau enviado ao *drive* do motor e o sinal proporcional à frequência rotacional do motor. Este tempo é um atraso característico do *drive*/fonte pelo fato de ser uma fonte de corrente robusta, capaz de fornecer até 150 V a 12 A.

Linear Resolution				
MEASURE:	CHAN 1 Freq Resp		CHAN 2 Freq Resp	
WINDOW:	CHAN 1 Hanning		CHAN 2 Hanning	
AVERAGE:	TYPE Stable	# AVG 1	OVERLAP 0%	TIME AVG Off
FREQ:	CENTER 312.5 Hz		SPAN 685 Hz	BW 1.17 Hz
	RES LETH 1.28 8	Δt 885μs		
TRIGGER:	TYPE Source	LEVEL 0.0 Vpk	SLOPE Pos	PREVIEW Off
INPUT:	RANGE	ENG UNITS	COUPLING	DELAY
CH 1	5.02 Vpk	1.0 V/EU	DC (Gnd)	-40.0ms
CH 2	20.0 Vpk	1.0 V/EU	DC (Gnd)	-40.0ms
SOURCE:	TYPE Step	SYNC Single	LEVEL 1.0 Vpk	OFFSET 0.0 Vpk

FIG.5.10 Tela do CSA que mostra os dados do ensaio para a resposta ao degrau do motor apresentado no item 4.1.9.

5.5.4 ALTERNATIVAS DE ENSAIO

a) A constante de tempo mecânica pode também ser determinada a partir das características elétricas e mecânicas do motor, mediante a seguinte relação:

A constante de tempo mecânica é definida como:

$$\tau_m = \frac{RJ}{K_c K_t}$$

onde:

τ_m : Constante de tempo mecânica em s

J: Momento de inércia da armadura kg m²

R: Resistência da armadura em Ω

K_e : Constante de tensão em V/rad s⁻¹

K_t : Constante de torque em Nm/A

Usualmente para motores com bobina no rotor, a relação é:

$$\tau_e < 0.1 \tau_m$$

b) Aplicando um degrau ao *drive* do motor, a resposta da frequência rotacional no tempo pode ser obtida a partir do monitoramento do sinal proporcional à frequência rotacional fornecida pelo tacogerador. Monitoramento, que pode ser realizado por um osciloscópio. E a constante de tempo mecânica determinada a partir do gráfico, como já explicado.

Caso o acionamento não possua um tacogerador para obter o sinal proporcional à frequência rotacional do eixo, deve-se utilizar um *encoder* para a leitura da frequência rotacional. Neste caso, pode-se implementar utilizando o computador e a Interface Multi E/S, um sistema para a aquisição dos sinais do *encoder*. O degrau de referência para o *drive* do motor pode ser fornecido por uma das saídas analógicas da Interface. A metodologia para a aquisição da frequência rotacional, a partir dos pulsos gerados pelo *encoder* e lidos pelos contadores da Interface Multi E/S é apresentada no ANEXO 1.

5.6 ENSAIO PARA A OBTENÇÃO DA CONSTANTE DE TEMPO ELÉTRICA

A constante de tempo elétrica é um parâmetro característico dinâmico do acionamento.

Travando o eixo do motor e aplicando um degrau de tensão, a constante de tempo elétrica é definida como o tempo que leva o valor da corrente para atingir a 63.2% do limite máximo da corrente, **FIG.5.11**.

Para realizar este ensaio os equipamentos da bancada utilizados são:

- analisador dinâmico CSA.
- sistema de monitoramento da corrente.
- freio e *drive* do freio
- fonte
- *drive*/fonte para acionar o motor.

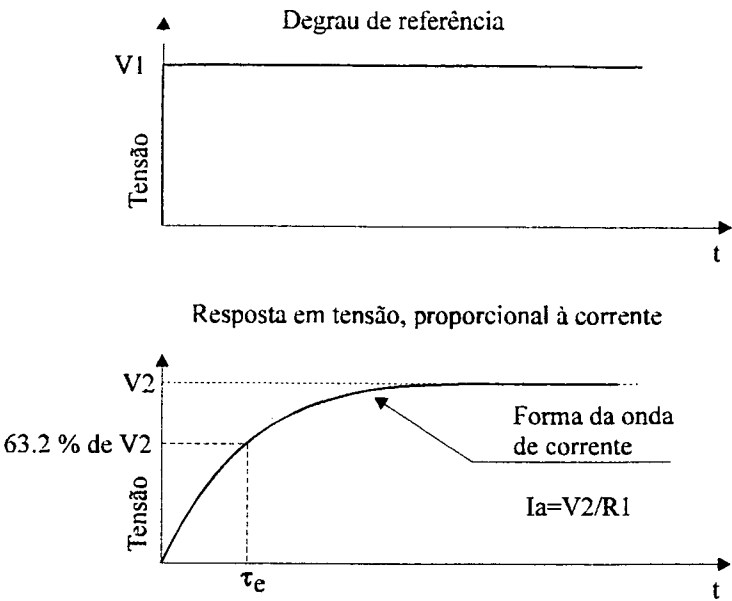


FIG.5.11 Constante de tempo elétrica.

5.6.1 PROCEDIMENTOS PARA REALIZAR O ENSAIO

Os passos a seguir para realizar este ensaio são exatamente os mesmos que na determinação da constante de tempo mecânica. Diferencia-se com esse ensaio a montagem da bancada e um dos valores a ajustar no CSA.

O circuito elétrico para este ensaio é mostrado na FIG.5.12. Onde o *drive* do motor é representado pela fonte de corrente e a resistência $R1$ é o sistema de monitoramento da corrente da bancada. Aplicando o degrau da tensão $V1$ na entrada do motor, a corrente Ia que circula pelo motor e pelo resistor $R1$ é monitorada em forma da tensão $V2$. O comportamento da tensão $V2$ representa a forma da onda de corrente que circula pelo motor FIG.5.11.

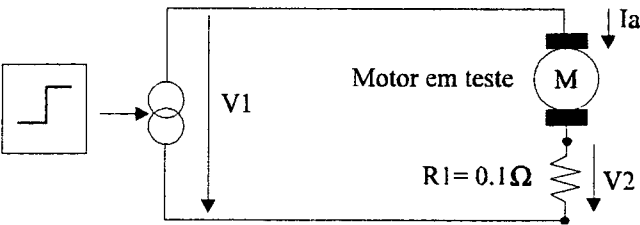


FIG.5.12 Circuito elétrico da conexão do motor para o ensaio da constante de tempo elétrica.

O esquema da montagem da bancada é apresentado na FIG.5.13. Como mostrado nesta figura, o sinal de referência (degrau) ao *drive* do motor é fornecido pela porta *Source* do CSA. Respectivamente, o

canal 1 adquire o valor da função de entrada ao motor (degrau) na forma da tensão V_1 e o canal 2, o sinal de resposta correspondente à variação da corrente na forma da tensão V_2 , ver **FIG.5.11**.

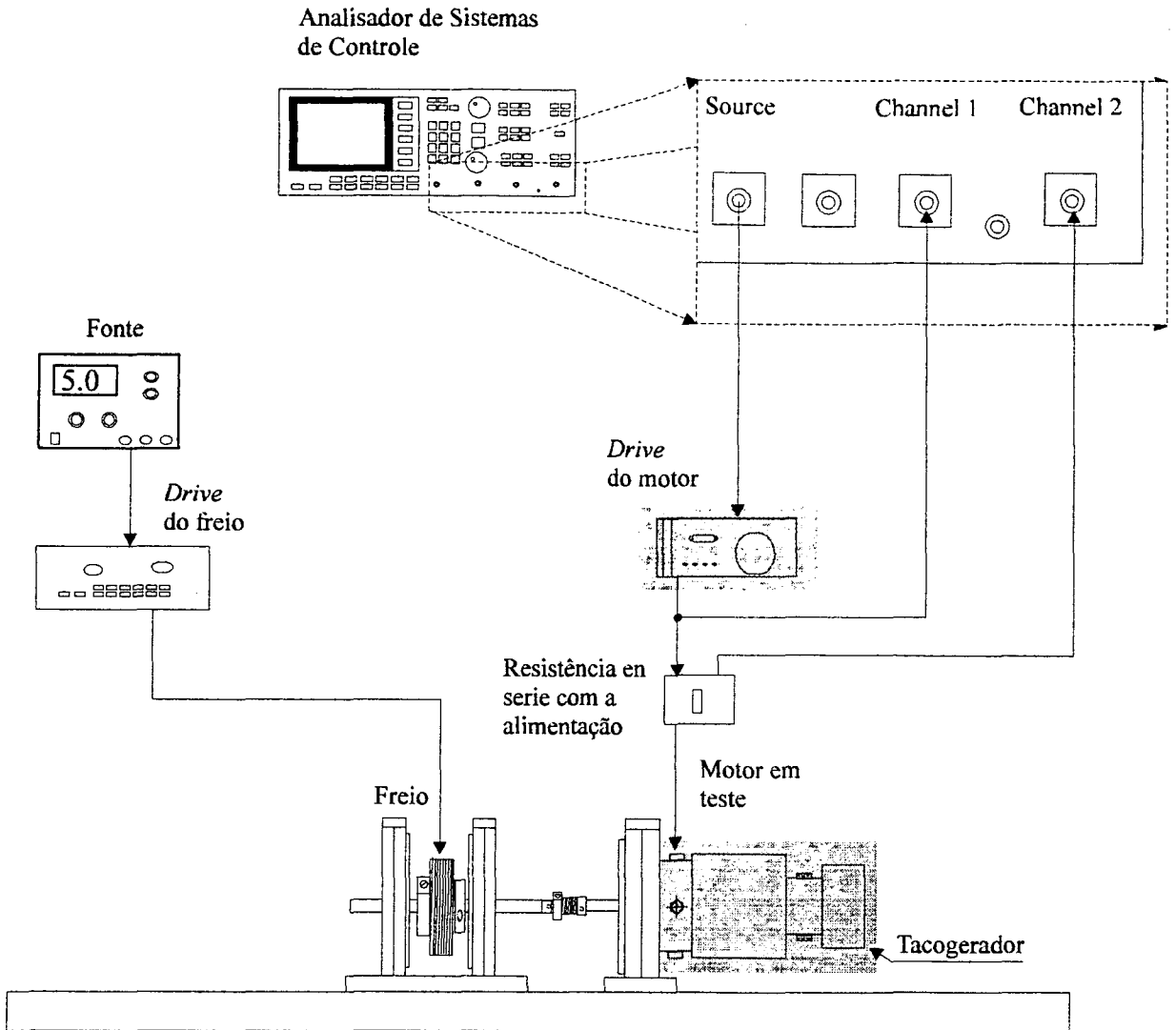


FIG.5.13 Esquema da montagem da bancada para o ensaio da determinação do parâmetro característico dinâmico constante de tempo elétrica.

Para realizar o ensaio seguir os passos explicados nos PROCEDIMENTOS PARA REALIZAR O ENSAIO na determinação da constante de tempo mecânica, item 5.5. Os valores a modificar para este ensaio são os expostos no PROCEDIMENTOS DE ENSAIO item k), cujos novos valores a ajustar são:

k) [T] RANGE, [S.K.] Chan 1 -> [T] 30 -> [S.K.] V

[S.K.] Chan 2 -> [T] 5 -> [S.K.] V

Definindo os máximos valores a serem lidos pelos canais 1 e 2 respectivamente.

Define-se no canal 1 = 30 V, considerando que a alimentação ao motor pode ser no máximo os 24 V admissível.

Define-se no canal 2 = 2 V, considerando que a queda de tensão no resistor R1 (0,1 ohms) do sistema de monitoramento da corrente será no máximo 0,6 V, por causa da máxima corrente admissível no motor, 6 A.

Porém, os limites ajustados no CSA estão com uma margem de segurança, em respeito nos máximos valores de tensão que podem ser gerados no ensaio.

Antes de realizar o item q) START, deve-se aplicar um sinal de 5 V com a fonte ao *drive* do freio para travar o eixo do motor, requisito necessário para a determinação da constante de tempo elétrica. Este sinal de referência produz um torque no freio de aproximadamente 80 Ncm, ver **FIG.4.10** e **FIG.4.02**, garantindo-se assim travar o eixo, pois o máximo torque do motor é 24,7 Ncm. Terminado o ensaio liberar o freio mediante um sinal de 0 V ao *drive* do freio.

5.6.2 ALTERNATIVAS DE ENSAIO

a) A constante de tempo elétrica pode também ser determinada a partir das características elétricas do motor (indutância L_a e a resistência R da armadura), mediante a seguinte relação:

$$\tau_e = \frac{L_a}{R}$$

onde:

τ_e : Constante de tempo elétrica em s

L_a : Indutância da armadura em H

R: Resistência da armadura em Ω

b) Travando o eixo do motor e aplicando um degrau ao *drive* do motor, a resposta da corrente no tempo no motor pode ser obtida a partir do monitoramento do sinal proporcional à corrente (tensão V1, ver **FIG.5.12**). Este monitoramento pode ser realizado por um osciloscópio. A constante de tempo elétrica é determinada a partir do gráfico, como já explicado.

6. CONCLUSÕES E SUGESTÕES

6.1 CONCLUSÕES

Considerando os diversos ensaios apresentados no Capítulo 5, verifica-se repetitibilidade dos valores das curvas ensaiadas nos testes para o mesmo motor.

No que diz respeito às medições das grandezas envolvidas, podem-se considerar dentro da faixa de erro fornecida pelos fabricantes dos transdutores, devido a que os equipamentos de medição utilizados são novos. Mas para validar estas medições os instrumentos deverão ser calibrados e determinada a faixa de dispersão dos sistemas de medição da bancada.

Os resultados obtidos para o motor ensaiado (item 4.1.9), são apresentados como no catálogo do fabricante (Honeywell, manual de operação do acionamento). Contudo, verificou-se que alguns valores determinados na bancada e apresentados na tabela 6.01 e a **FIG.6.01** são diferentes aos divulgados pelo fabricante **FIG.6.02**. Uma provável causa da diferença poderia ser atribuída ao intensivo uso do motor no laboratório, pode também dar-se o caso, como explicado na introdução do trabalho que alguns motores simplesmente não atingem as especificações apresentadas nos respectivos catálogos. Com tudo, como não foi realizada a análise metrológica da bancada pode-se dar o caso que estas diferenças estejam dentro os limites da faixa de incerteza da bancada.

ENSAIO	Dados das folhas técnicas do fabricante	Valores obtidos na bancada
Constante de torque	4,00 Ncm/A	3,56 Ncm/A
Constante de tensão	4,21 V/krpm	4,22 V/krpm

Tabela 6.01 Matriz de comparação entre os valores obtidos pela bancada e os apresentados pelo fabricante.

As características dos mecanismos e equipamentos envolvidos no projeto da bancada, tais como os módulos mecânicos, transdutores, cargas e sistema de aquisição de sinais cobrem as necessidades do usuário (ver item 3.1.1) tanto no projeto mecânico, elétrico e de interfaceamento para uma total automação dos ensaios na bancada.

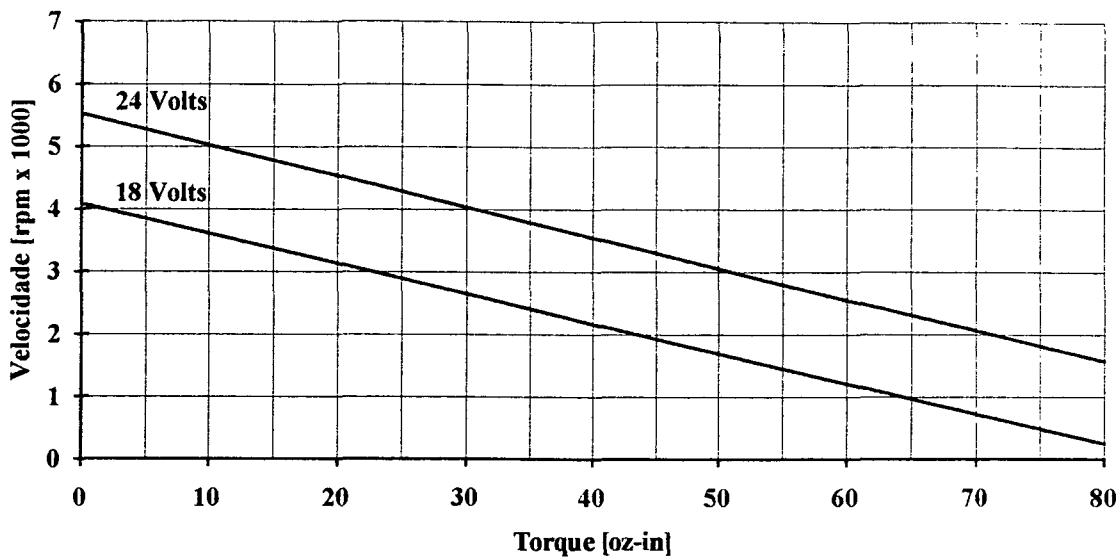


FIG.6.01 Curva torque vs. frequência rotacional obtida na bancada de ensaios.

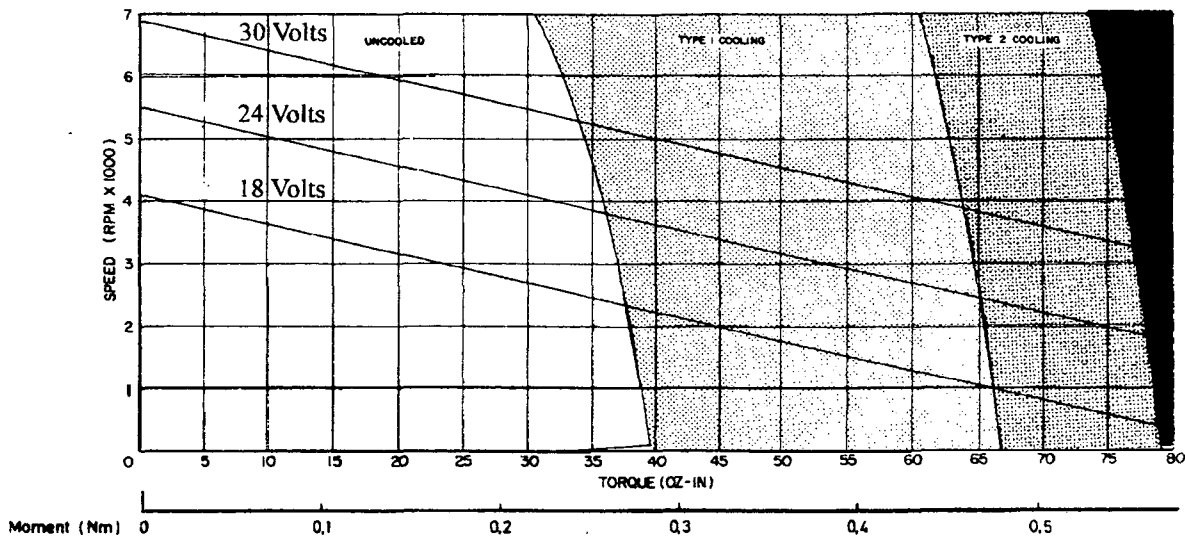


FIG.6.02 Curva torque vs. frequência rotacional fornecida pelo fabricante.

Com os diferentes ensaios realizados verifica-se que o mínimo valor de torque de operação está em torno de 2 Ncm, sendo que, acionamentos com torques menores não poderão ser ensaiados nesta bancada.

Durante os diferentes ensaios a bancada apresentou baixas vibrações, devido principalmente à alta massa apresentada nos módulos sustentadores e mesa de fixação.

Conforme os dados técnicos da Interface Multi E/S (ver Tabela 4.1), o período de amostragem do sistema (ciclo total) para realizar uma aquisição é de 7 μ s, quando realizada diretamente do transdutor (Tacogerador **FIG.5.08** para o ensaio da constante de tempo mecânica ou queda da tensão V2 **FIG.5.12** para o ensaio da constante de tempo elétrica), que em comparação com os 20 ms da bancada para motores de passo mostrado na referencia Szymanski 1986, apresenta-se como uma bancada capaz de monitorar as menores variações de qualquer um dos sinais adquiridos. Desta maneira, conseguir-se-á conhecer o comportamento dinâmico dos acionamentos, que é um dos principais requisitos no projeto da bancada como determinado na casa da qualidade (ver item 3.1.3 e **FIG.3.01**).

6.2 SUGESTÕES DE FUTUROS TRABALHOS

Tendo-se desenvolvido uma bancada de provas para motores fracionários e existindo diversas bancadas de ensaios e dinamômetros para os acionamentos supra-fracionários, o projeto de uma bancada para motores sub-fracionários (torques menores a 2 Ncm) pode ser desenvolvido em futuros trabalhos.

Deve-se definir o formato da planilha de informações para a apresentação das condições, equipamentos utilizados, valores em que foram realizados os ensaio, e junto a estes valores deverão estar os resultados obtidos (parâmetros e curvas característicos) de cada acionamento.

Na leitura da corrente, item 4.1.1, deve-se analisar a variação da resistência com a temperatura e determinar com que percentual esta influi no valor medido. Caso o erro seja maior que o máximo erro da bancada deve-se considerar a utilização de um sistema de medição de corrente com sensor de *Hall*, devido ao fato deste não interferir nos sinais de alimentação do motor.

Definir as melhores condições de funcionamento do sensor fotoelétrico de rotação e sua dispersão de medição.

Com estes valores junto às dispersões dos demais equipamentos componentes da cadeia de medição, calcular a dispersão total do sistema de medição da bancada, para cada grandeza a ser determinada.

Considerando a flexibilidade proporcionada pela bancada de combinar diversos valores de cargas inerciais, pode-se provar experimentalmente que a máxima potência é transferida à carga quando a inércia da carga é igual a inércia do rotor do motor.

Pode-se implementar no programa gerenciador da bancada as principais funções do analisador de sistemas dinâmicos CSA (item 2.4), de modo a dispensar este equipamento dispendioso e que é amplamente solicitado nos diversos projetos dos laboratórios.

Considerando que as características operacionais dos motores de passo são diferentes em relação aos demais motores CC (ver item 2.1.3). Deve-se implementar no programa gerenciador uma opção para realizar os ensaios específicos dos motores de passo (ver referência Szymanski 1986).

ANEXOS

1. EXEMPLO DE UTILIZAÇÃO DOS CONTADORES DA INTERFACE MULTI E/S, PARA MEDIÇÃO DAS ROTAÇÕES DE UM ACIONAMENTO COM *ENCODER*
2. CALCULO DAS INÉRCIAS DOS COMPONENTES DO DISPOSITIVO DE INÉRCIA

ANEXO 1

EXEMPLO DE UTILIZAÇÃO DOS CONTADORES DA INTERFACE MULTI E/S, PARA MEDIÇÃO DAS ROTAÇÕES DE UM ACIONAMENTO COM *ENCODER*

No ensaio de resposta no tempo da frequência rotacional deve-se verificar, segundo o teorema de Shannon¹, se o tempo que requer a Interface Multi E/S, para obter uma medida, é como mínimo a cada semi-período da máxima frequência do sinal da frequência rotacional.

Para o exemplo se utilizará o acionamento apresentado no item 4.1.9, que pelas características construtivas é um acionamento de alta dinâmica e apresenta uma baixa constante de tempo mecânica (1.7 ms) o que caracteriza-o para ensaios de transientes. A determinação da constante de tempo mecânica é explicada no item 5.5.

Porém, aplicando o teorema de Shannon para este motor, significa que dever-se-á realizar uma medição da frequência rotacional pelo menos a cada $1,7/2=0.85$ ms. Contudo, na prática deve ser com intervalos menores, para se conseguir pelo menos 10 amostras na máxima frequência do sinal.

A aquisição das rotações mediante os contadores, poderá ser realizada em uma ou duas etapas, segundo uma análise dos erros na determinação das rotações.

-Método 1. Quando a frequência rotacional do motor é baixa, o período dos pulsos provenientes do *Interface Multi E/S* é o suficientemente largo para contar uma determinada quantidade de pulsos do *clock* de base de tempo **FIG.1**. Conhecendo-se o número de pulsos contados e o período do *clock* da base de tempo, pode-se determinar pelo produto destes valores o período do pulso do *encoder* e consequentemente a frequência rotacional instantânea do motor.

-Método 2. Quando a frequência rotacional do motor é alta, os pulsos provenientes do *encoder* são contados dentro de um período de *clock* de base de tempo **FIG.3**. Conhecendo-se o número de pulsos

¹Teorema de Shannon: "Para posteriormente poder recuperar o sinal analógico correspondente, deve-se amostrar o sinal original com frequência de amostragem no mínimo o dobro da máxima frequência presente nos sinais do sistema em ensaio."

contados e o período do *clock* de base de tempo, pode-se determinar pela divisão destes valores, o período médio dos pulsos do *encoder* e consequentemente a frequência rotacional média do motor.

1. Análise da medição das baixas rotações do acionamento.

O contador é composto de duas entradas e retorna como saída um número de pulsos contados. Na entrada *SOURCE* está o trem de pulsos a serem contados. Na entrada *GATE* está o pulso de referência. Quando o pulso nesta entrada (*GATE*) vai para alta é ativado o disparador para iniciar a contagem dos pulsos da entrada *SOURCE*, quando este sinal termina seu período, quer dizer, encontra-se novamente em alta, o contador termina a contagem, colocando a disposição o número de pulsos lidos neste período. (National Instruments 1994)

Para determinar a frequência dos pulsos gerados no *encoder*, contara-se os pulsos gerados pela Interface Multi E/S num período de pulso do *encoder*. Os pulsos do *encoder* entraram na porta *GATE* como pulsos de referência, sendo disposta na entrada *SOURCE* o *clock* de base de tempo de máxima frequência da Interface Multi E/S (5 MHz). Utilizara-se 5 MHz para obter uma maior resolução.

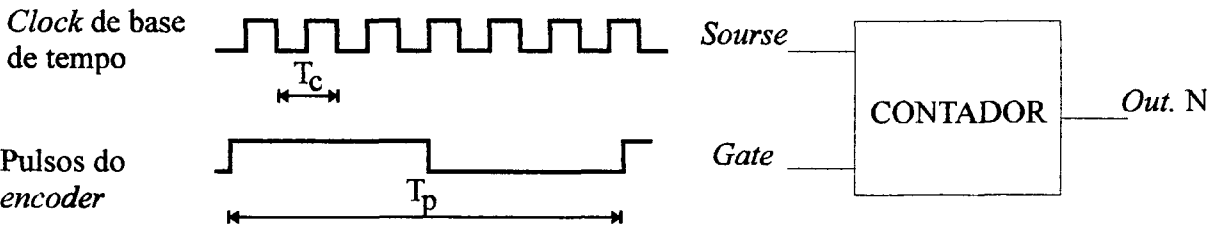


FIG.1 Disposição dos sinais nas entradas do contador, para medir as baixas rotações.

A frequência dos pulsos gerados no *encoder* acoplado ao acionamento é:

$$f_p = \frac{n * m}{60} \tag{1}$$

onde:

- f_p : Frequência dos pulsos lidos no contador
- n : Rotação do motor
- m : Número de linhas do *encoder*

O período destes pulsos é:

$$T_p = \frac{1}{f_p} \quad (2)$$

onde:

T_p : Período dos pulsos lidos no contador

O período de um pulso gerado no *encoder*, e lido pela porta *GATE* do contador, é determinado por:

$$T_p = N * T_c \quad (3a)$$

onde:

T_c : Período do clock de base de tempo

N : Número de pulsos contados

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_p} &= \frac{1}{T_c} \frac{1}{N} \\ f_p &= f_c \frac{1}{N} \end{aligned} \quad (3)$$

Porém, as rotações do acionamento podem ser determinadas mediante a relação da equação (1)

$$n = 60 \frac{f_p}{m}$$

substituindo a equação (3) nesta relação:

$$n = 60 \frac{f_c}{m} \frac{1}{N} \pm I_n \quad (4)$$

onde:

I_n : Incerteza da medição da rotação do acionamento:

$$I_n = n \frac{I_{f_c}}{f_c}$$

Dedução realizada no item 1.1 do anexo 1, equação (9)

Obtemos uma relação das revoluções do acionamento em função da frequência do *clock* e o número de linhas do *encoder*.

Realizando o análise para os dispositivos existentes:

Máxima rotação do acionamento $n = 5500$ rpm

Linhas do *encoder* $m = 2500$ pulsos/rev

Número máximo de pulsos contados na Interface Multi E/S $N = 65535$ pulsos

Máxima frequência do *clock* da Interface Multi E/S $f_c = 5E6$ Hz

Mínimo período do *clock* da Interface Multi E/S $T_c = 0.2E-6$ s

temos:

A mínima rotação a ser lida é função do número máximo de pulsos que o contador consegue ler antes de saturar (65535).

Da equação (4).

$$n = 60 \frac{5E6}{2500 \cdot 65535} \pm I_n$$

$$n = 1.83 \pm 1.83E-4 \text{ rpm}$$

Porém, 1.83 rpm será a mínima rotação detectada pelo sistema.

A máxima rotação a ser detectada equivale a um pulso contado nos contadores, quer dizer, para $N=1$ teremos:

Da equação (4)

$$n = 60 \frac{5E6}{2500} \frac{1}{1} \pm I_n$$

$$n = 120000 \pm 12 \text{ rpm}$$

Porém, poderá ser monitorada até 120000 rpm se as características mecânicas e elétricas do *encoder* o permitirem.

Por outro lado, da equação (1) a máxima frequência dos pulsos será:

$$f_p = \frac{5500 * 2500}{60}$$

$$f_p = 229160.67 \text{ Hz}$$

o que equivale em tempo, da equação (2):

$$T_p = \frac{1}{229160.67}$$

$$T_p = 4.36E -6 \text{ s}$$

nas condições máximas de funcionamento, 5500 rpm, com um *encoder* de 2500 linhas por revolução e 5 MHz de base de tempo ajustado na Interface Multi E/S.

Da equação (3a):

$$N = \frac{T_p}{T_c}$$

$$N = \frac{4.36E -6}{0.2E -6}$$

$$N = 21$$

tem-se 21 pulsos lidos no contador, como é mostrado na **FIG.2**.

Pode-se ver que com os dispositivos existentes, e utilizando este método, pode-se determinar qualquer rotação do acionamento dentro da faixa de funcionamento de 1,83 a 5500 rpm.

A limitação é a resolução com que é medida esta rotação. A resolução é função dos pulsos a serem contados numa determinada rotação. E é o mínimo valor de revolução do acionamento ou variação deste que pode ser percebido. Valores menores não serão acusados. A resolução é a diferença entre as rotações com N-1 pulsos lidos e as rotações com N pulsos.

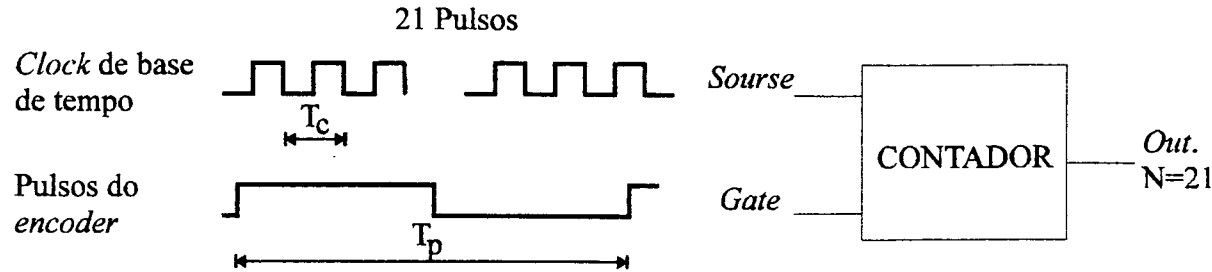


FIG.2. Número de pulsos contados para as máximas condições, com os dispositivos existentes. Interface Multi E/S ajustada em 5 MHz, motor girando à máxima rotação -5500 rpm- e um *encoder* com 2500 linhas/rev.

$$n_r = n_2 - n_1$$

$$n_r = 60 \frac{f_c}{m} \left(\frac{1}{N-1} - \frac{1}{N} \right) \pm I_{n_r} \tag{5}$$

onde:

n_r : Resolução da rotação a N pulsos lidos

n_1 : Rotações com N pulsos

n_2 : Rotações com N-1 pulsos

I_{n_r} : Incerteza da resolução da rotação.

$$I_{n_r} = n_r \frac{I_{f_c}}{f_c}$$

Dedução realizada no item 1.1 do anexo 1, equação (10).

Com N=21 pulsos, lidos para as máximas condições, temos da equação (4):

$$n = 60 \frac{5E6}{2500} \frac{1}{21}$$

$$n = 5714.28 \pm 0.57 \text{ rpm}$$

Da equação (5):

$$n_r = 60 \frac{5E6}{2500} \left(\frac{1}{20} - \frac{1}{21} \right)$$

$$n_r = 285.7 \pm 0.02 \text{ rpm}$$

O que significa um erro de:

$$E = \frac{n_r}{n} 100 \quad (6)$$

$$E = \frac{285.7}{5714.28} 100$$

$$E = 5\%$$

onde:

E : Erro percentual de resolução.

Erro que é muito elevado. Portanto determinara-se a máxima rotação no acionamento, para acusar um erro de máximo 1%.

Substituindo a equação (5) e (4) na (6):

$$\frac{E}{100} = \frac{60 \frac{f_c}{m} \left(\frac{1}{N-1} - \frac{1}{N} \right)}{60 \frac{f_c}{m} \left(\frac{1}{N} \right)}$$

$$\frac{E}{100} = N \left(\frac{1}{N-1} - \frac{1}{N} \right)$$

$$\frac{E}{100} - \frac{N}{N-1} + 1 = 0 \quad (7)$$

Resolvendo a equação (7), temos para E=1%:

$$1 + \frac{1}{100} - \frac{N}{N-1} = 0$$

uma solução de:

$$N = 100 \text{ pulsos}$$

O que significa que o período dos pulsos dos eventos T_p devem ser de um comprimento tal que o contador consiga ler 100 pulsos para ter um erro percentual menor que 1%, o que representa uma rotação, equação (4), de:

$$n = 60 \frac{5E6}{2500} \frac{1}{100}$$

$$n = 1200 \pm 0.12 \text{ rpm}$$

e uma resolução na rotação, equação (5), de:

$$n_r = 60 \frac{5E6}{2500} \left[\frac{1}{99} - \frac{1}{100} \right]$$

$$n_r = 12.12 \pm 0.001212 \text{ rpm}$$

Concluindo, para obter-se um erro de resolução menor que 1%, na leitura do máximo valor das rotações do acionamento, deve-se utilizar este método até as **1200 rpm**, no qual a mínima resolução será de **12 rpm**.

1.1. Determinação da incerteza da rotação e da resolução das rotações para o método 1.

No caso geral, o cálculo da incerteza do resultado para uma situação geral pode ser equacionado através da série de Tylor. Seja, por exemplo, uma grandeza G calculada em função de diversas grandezas independentes relacionadas por: (Gonçalves 1993)

$$G = f(a, b, c, d, \dots)$$

Após a expansão em série de Tylor, eliminação de termos de ordens mais altas e redução de termos semelhantes chega-se a:

$$IRG_{\text{provavel}} = \sqrt{\left[\frac{\partial f}{\partial a} IR_a \right]^2 + \left[\frac{\partial f}{\partial b} IR_b \right]^2 + \dots} \quad (8)$$

onde

IRG : Incerteza do resultado da grandeza

IR_a, IR_b,... : Incerteza de cada uma das grandezas independentes

A incerteza nos cálculos de n e n_r nas equações (4) e (5), respectivamente, são função só da incerteza da base de tempo (If_c).

Da equação (8), a incerteza para o cálculo de n será:

$$In = \sqrt{\left[\frac{\partial n}{\partial f_c} If_c\right]^2}$$

onde

In: Incerteza da medida da rotação do acionamento

If_c: Incerteza da base de tempo (0.01% da f_c utilizada)

sabemos da equação (4) que n é:

$$n = 60 \frac{f_c}{m \cdot N}$$
$$\frac{\partial n}{\partial f_c} = \frac{60}{m \cdot N}$$

Porém:

$$In = \sqrt{\left[\frac{60}{m \cdot N} If_c\right]^2}$$
$$In = \frac{60 \cdot If_c}{m \cdot N}$$
$$In = \frac{60 \cdot f_c}{m \cdot N} \frac{If_c}{f_c}$$
$$In = n \frac{If_c}{f_c} \tag{9}$$

Achando, mediante um regra de 3 simples, as várias If_c para as diferentes frequências, temos a tabela 1.

f_c --- 100%

If_c --- 0.01%

f_c Hz	If_c Hz
5E6	500
1E6	100
1E5	10
1E4	1
1E3	0.1
1E2	0.01

TABELA 1. Tabela das incertezas para as diferentes frequências disponíveis na Interface Multi E/S.

Da equação (8), a incerteza para o cálculo de n_r será:

$$In_r = \sqrt{\left[\frac{\partial n_r}{\partial f_c} If_c\right]^2}$$

onde

In_r : Incerteza da medida da resolução da rotação

partindo da equação (5)

$$n_r = 60 \frac{f_c}{m} \left[\frac{1}{N-1} - \frac{1}{N} \right]$$
$$\frac{\partial n_r}{\partial f_c} = \frac{60}{m} \left[\frac{1}{N-1} - \frac{1}{N} \right]$$

Porém:

$$In_r = \sqrt{\left[\frac{60}{m} \left[\frac{1}{N-1} - \frac{1}{N} \right] If_c\right]^2}$$
$$In_r = \frac{60}{m} \left[\frac{1}{N-1} - \frac{1}{N} \right] If_c \frac{f_c}{f_c}$$
$$In_r = n_r \frac{If_c}{f_c} \tag{10}$$

2. Análise da medição das altas rotações do acionamento.

Para determinar as altas rotações deve-se inverter a entrada dos pulsos no contador, sendo lidos e contados os pulsos provenientes do *encoder* na porta *SOURCE*, e uma das diferentes frequências base da Interface Multi E/S é lida na porta *GATE*, como de mostra na **FIG.3**.

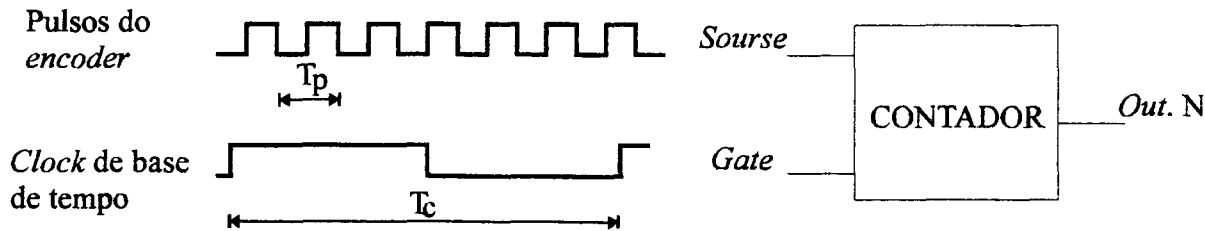


FIG.3 Disposição dos sinais nas entradas do contador, para medir as altas rotações.

O período médio dos pulsos dos eventos T_p é:

$$T_p = \frac{T_c}{N} \tag{11}$$

que em frequência é:

$$\begin{aligned} \frac{1}{T_p} &= N \frac{1}{T_c} \\ f_p &= N * f_c \end{aligned} \tag{12}$$

Substituindo este valor na equação (1) e isolando n , temos:

$$\begin{aligned} n &= 60 \frac{f_p}{m} \\ n &= 60 \frac{f_c}{m} N \pm I_n \end{aligned} \tag{13}$$

onde:

In : é a incerteza das revoluções n

$$In = n \frac{If_c}{f_c}$$

Dedução realizada no item 1.1 do anexo 1, equação (9).

Analizando nas condições máximas de funcionamento. Dados já expostos no primeiro método.

Da equação (1) a máxima frequência dos pulsos gerados no *encoder* com o motor girando a 5500 rpm é:

$$f_p = \frac{n * m}{60}$$

$$f_p = \frac{5500 * 2500}{60}$$

$$f_p = 229160.67 \text{ Hz}$$

Porém, o mínimo período, da equação (2), é:

$$T_p = \frac{1}{229160.67}$$

$$T_p = 4.36E -6 \text{ s}$$

A TABELA 2. relaciona o número de pulsos N lidos nos contadores para o mínimo período $T_p=4.36E-6$ s, e as diferentes bases de tempo da Interface Multi E/S, com os dispositivos disponíveis. Sendo da equação (3a), $N=T_p/T_c$.

	f_c	f_c Hz	T_c ms	T_c s	$T_p=4.36E-3$ s $N=T_p/T_c$	N Pulsos
5	MHz	5 E6	0.0002	0.2 E-6	0.05	0
1	MHz	1 E6	0.001	1.0 E-6	0.23	0
100	kHz	1 E5	0.01	1.0 E-5	2.30	2
10	kHz	1 E4	0.1	1.0 E-4	22.93	22
1	kHz	1 E3	1.0	1.0 E-3	229.35	299
100	Hz	1 E2	10.0	1.0 E-2	2293.54	2293

TABELA 2. Tabela que relaciona os números de pulsos lidos N para as diferentes bases de tempo T_c , com o mínimo período T_p correspondente a os 5500 rpm.

Pela TABELA 2. pode-se ver que com frequências de 5 MHz e 1 MHz não se consegue ler as máximas rotações, ficando esta fora de análise.

A mínima rotação a ser lida, que é 1200 rpm, dado obtido no item 1 do anexo 1, representa para cada frequência base da Interface Multi E/S o número de pulsos apresentados na TABELA 3.

Da equação (1), a frequência dos pulsos para n=1200 rpm é:

$$f_p = \frac{n * m}{60}$$
$$f_p = \frac{1200 * 2500}{60}$$
$$f_p = 50 \text{ Hz}$$

Que representa, da equação (2), um período de:

$$T_p = \frac{1}{f_p}$$
$$T_p = \frac{1}{50}$$
$$T_p = 0.00002 \text{ s}$$

f _c	f _c Hz	T _c ms	T _c s	T _p =2E-5 s N=T _c /T _p	N Pulsos
100	kHz	1 E5	1 E-5	0.5	0
10	kHz	1 E4	1 E-4	5.0	5
1	kHz	1 E3	1 E-3	50.0	50
100	Hz	1 E2	1 E-2	500.0	500

TABELA 3. Número de pulsos N para cada frequência base da Interface Multi E/S, com 1200 rpm no acionamento.

A mínima rotação não pode ser lida com uma frequência de 100 kHz, ficando então, fora de análise.

Tendo para escolher só entre as frequências base da Interface Multi E/S de 10 kHz, 1 kHz e 100 Hz. A resolução da medida das rotações n_r, neste método é a rotação obtida com as diferentes bases de tempo, para N=1, significando a rotação que gera um pulso.

Da equação (13), para N=1:

$$n_r = 60 \frac{f_c}{m} \pm In_r$$

(14)

onde:

In_r : é a incerteza da resolução da rotação

$$In_r = n_r \frac{If_c}{f_c}$$

Dedução realizada no item 2.1 do anexo 1, equação (15)

A tabela 4 apresenta a resolução das rotações n_r , para as diferentes bases de tempo que ainda estão sendo consideradas.

f_c		f_c Hz	T_c ms	T_c s	n_r rpm
10	kHz	1 E4	0.1	1 E-4	240.0
1	kHz	1 E3	1.0	1 E-3	24.0
100	Hz	1 E2	10.0	1 E-2	2.4

TABELA 4. Esta tabela relaciona a resolução das rotações n_r , para as diferentes bases de tempo restantes.

Da equação (6) o erro percentual E, para as máximas rotações 5500 rpm e a mínima 1200 rpm, é:

			máxima rotação n=5500 rpm	mínima rotação n=1200 rpm
f_c		n_r	$E = \frac{n_r}{n} 100$	$E = \frac{n_r}{n} 100$
10	kHz	240.0	4.36	20.0
1	kHz	24.0	0.436	2.0
100	Hz	2.4	0.0436	0.2

TABELA 5. Erro percentual de resolução para a máxima e a mínima rotação.

2.1. Determinação da incerteza da rotação e da resolução das rotações para o método 2.

A incerteza das revoluções In , é a apresentada na equação (9)

$$In = n \frac{If_c}{f_c}$$

A incerteza In_r da resolução das rotações é

$$\begin{aligned} In_r &= \sqrt{\left(\frac{\partial n_r}{\partial f_c} If_c \right)^2} \\ \frac{\partial n_r}{\partial f_c} &= \frac{60}{m} \\ In_r &= \frac{60}{m} If_c \frac{f_c}{f_c} \\ In_r &= n_r \frac{If_c}{f_c} \end{aligned} \quad (15)$$

3. Conclusões.

Pode-se observar que para o acionamento No.1, que é um dois mais rápido a ser testado e que possui uma constante de tempo mecânica de 1.7 ms, devera-se utilizar como base de tempo 10 kHz, pois o tempo de espera é $T_c=0.1$ ms, tabela 4 o que dará:

$$1.7/0.1 = 17 \text{ amostras}$$

O que significa uma boa amostragem da curva. Contudo, a resolução é muito baixa (240 rpm) e corresponde a um erro percentual de 20% na mínima rotação, veja tabela 5. Isso torna este segundo método não aconselhável. Devendo-se optar pelo primeiro, no qual o máximo erro percentual de resolução é de 5% para toda a faixa de operação do motor (1,83 rpm a 5714 rpm).

Para acionamentos nos quais uma frequência na Interface Multi E/S de 1 kHz dá um tempo de espera $T_c= 1$ ms, tabela 4, o que representa mais de 1/10 da constante de tempo mecânica, é aconselhável utilizar este segundo método para as altas rotações pois o máximo erro percentual de resolução é de 2%, o que supera a os 5% do primeiro método.

Para os motores cujas rotações serão determinadas pelos dois métodos, utilizando uma para as altas e a outra para as baixas revoluções, existe o problema de que se as rotações variam no limite de troca de método, estar-se-á medindo o valor por um e outro método alternadamente, o que causará neste ponto variações na determinação das rotações. Para minimizar o efeito da troca de método deve-se estabelecer uma faixa de compensação, como mostrada na **FIG.4**. Determinar as rotações pelo primeiro método até o máximo valor aceitável, daí trocar de método. Caso as rotações diminuam deve-se manter ativo este segundo método, trocando-o pelo primeiro somente quando se chegue à mínima rotação aceitável por este segundo. Esta faixa de compensação deverá ser maior que a máxima variação de rotação do motor a ser ensaiado.

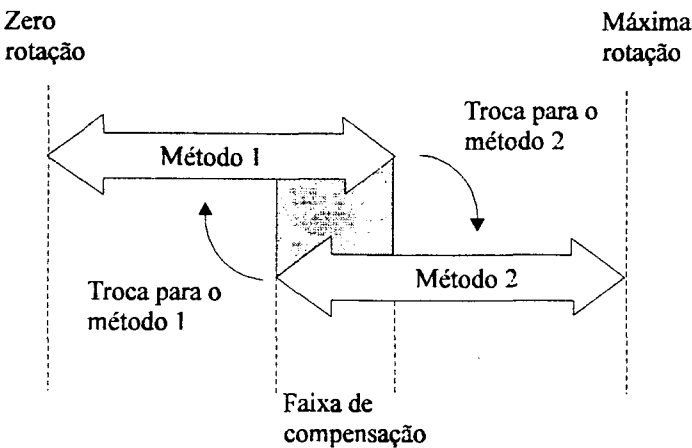


FIG.4 Faixa de compensação, para a troca de um método por outro, na determinação das rotações do motor.

ANEXO 2.

CALCULO DAS INÉRCIAS DOS COMPONENTES DO DISPOSITIVO DE INÉRCIAS

1. Momentos de inércia.

Os momentos de inércia em torno do eixo de rotação (eixo Z) para os diferentes corpos geométricos envolvidos no dispositivo de inércia são: (Provenza 1989)

ANEL

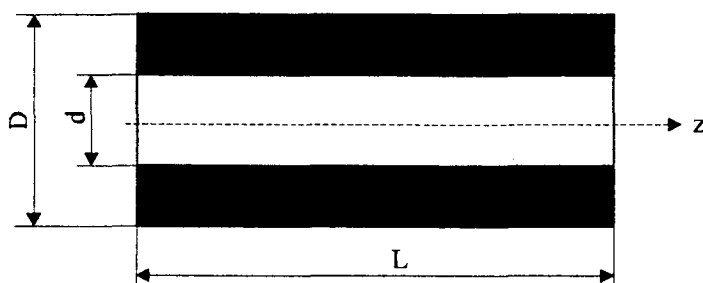


FIG.1 Anel.

Inércia em torno do eixo z

$$J = \frac{\rho \pi L}{32} (D^4 - d^4) \quad (1)$$

Onde

L : Comprimento cm

D : Diâmetro maior cm

d : Diâmetro menor cm

ρ : Densidade volumétrica do material g/cm³

J : Inércia g cm²

CILINDRO

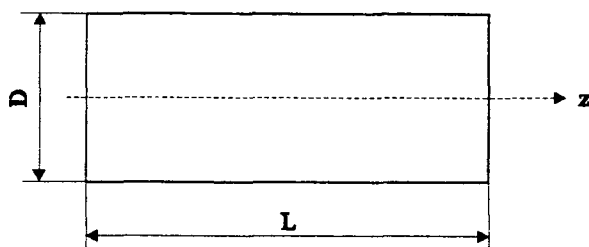


FIG.2 Cilindro.

Inércia em torno do eixo z

$$J = \frac{\rho \pi L}{32} D^4 \quad (2)$$

CONE

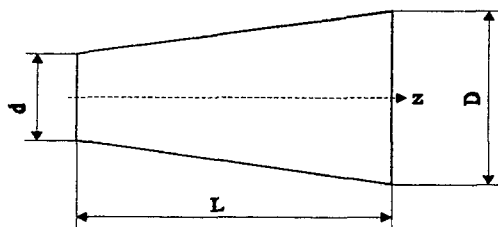


FIG.3 Cone.

Inércia em torno do eixo z

$$J = \frac{\rho \pi L}{160} \left(\frac{D^5 - d^5}{D - d} \right) \quad (3)$$

CILINDRO COM FURO CÔNICO

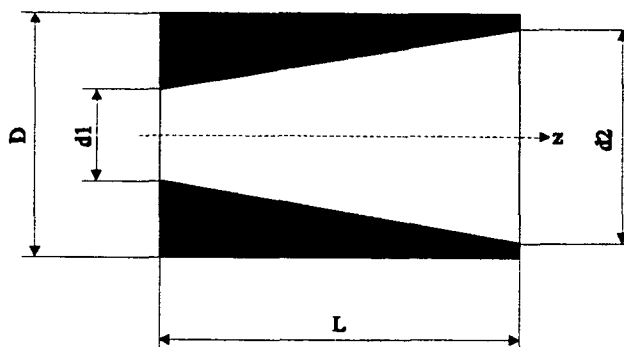


FIG.4 Cilindro com furo cônico.

Inércia em torno do eixo z

$$J = J_{\text{cilindro}} - J_{\text{cono}}$$

$$J = \frac{\rho \pi L}{160} \left[5D^4 - \frac{d2^5 - d1^5}{d2 - d1} \right] \quad (4)$$

Onde

D : Diâmetro do cilindro

d1 : Diâmetro menor do cone

d2 : Diâmetro maior do cone

Devido ao fato de que a inércia é função quarta do diâmetro, discos de aço resultam muito pequenos, portanto estes foram feitos de alumínio, os eixos e a porca de aço.

A densidade volumétrica do alumínio é 2.6 g/cm^3 e do aço 7.84 g/cm^3 . (Provenza 1989)

2. Momento de inércia do eixo com um extremo de 10 mm de diâmetro.

Este eixo é projetado para ter uma unidade de inércia igual a 40 Ncm^2 , sendo fabricado em aço 1020, com ferro - oxidação de tratamento superficial.

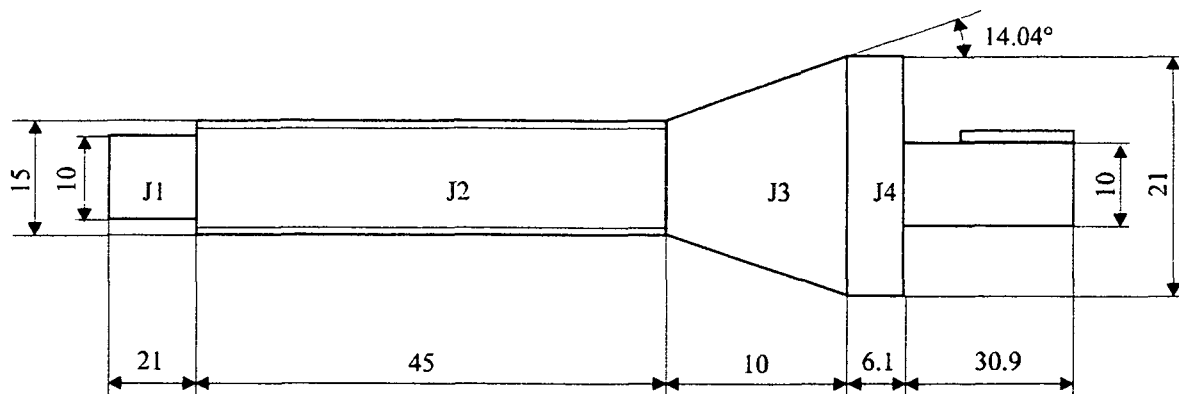


FIG.5 Esquema do eixo com extremo de 10 mm de diâmetro.

da equação (2)

$$J1 = \frac{7.84 * \pi * 2.1 * 1^4}{32}$$

$$J1 = 1.62 \text{ gcm}^2$$

da equação (2), com um diâmetro médio da rosca de 1.5 cm

$$J2 = \frac{7.84 * \pi * 4.5 * 1.5^4}{32}$$

$$J2 = 17.53 \text{ gcm}^2$$

da equação (3)

$$J3 = \frac{7.84 * \pi * 1}{160} \left[\frac{2.1^5 - 1.6^5}{2.1 - 1.6} \right]$$

$$J3 = 9.346 \text{ gcm}^2$$

da equação (2)

$$J4 = \frac{7.84 * \pi * 0.61 * 2.1^4}{32}$$

$$J4 = 9.31 \text{ gcm}^2$$

da equação (2)

$$J_5 = \frac{7.84 * \pi * 3.09 * 1^4}{32}$$

$$J_5 = 2.38 \text{ gcm}^2$$

a inércia total deste eixo é

$$J_{\text{tot}} = J_1 + J_2 + J_3 + J_4 + J_5$$

$$J_{\text{tot}} = 40.00 \text{ gcm}^2$$

3. Momento de inércia do eixo com um extremo de 5 mm de diâmetro.

Este eixo é projetado para ter uma unidade de inércia igual a 40 Ncm², sendo fabricado em aço 1020, com ferro - oxidação de tratamento superficial.

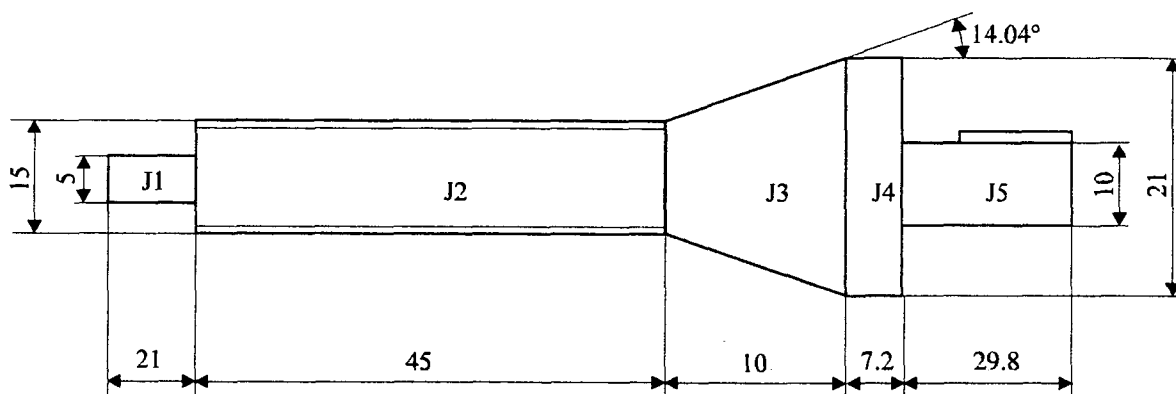


FIG.6 Esquema do eixo com extremo de 5 mm de diâmetro.

da equação (2)

$$J_1 = \frac{7.84 * \pi * 2.1 * 0.5^4}{32}$$

$$J_1 = 0.101 \text{ gcm}^2$$

da equação (2) com um diâmetro médio da rosca de 1.5 cm

$$J_2 = \frac{7.84 * \pi * 4.5 * 1.5^4}{32}$$

$$J_2 = 17.53 \text{ gcm}^2$$

da equação (3)

$$J_3 = \frac{7.84 * \pi * 1}{160} \left[\frac{2.1^5 - 1.6^5}{2.1 - 1.6} \right]$$

$$J_3 = 9.346 \text{ gcm}^2$$

da equação (2)

$$J_4 = \frac{7.84 * \pi * 0.72 * 2.1^4}{32}$$

$$J_4 = 10.78 \text{ gcm}^2$$

da equação (2)

$$J_5 = \frac{7.84 * \pi * 2.98 * 1^4}{32}$$

$$J_5 = 2.29 \text{ gcm}^2$$

a inércia total deste eixo é

$$J_{\text{tot}} = J_1 + J_2 + J_3 + J_4 + J_5$$

$$J_{\text{tot}} = 40.05 \text{ gcm}^2$$

4. Momento de inércia da porca contra desparafusamento.

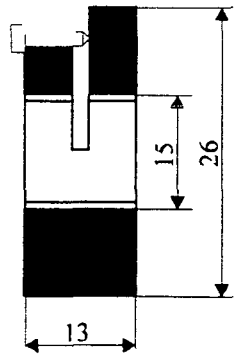


FIG.7 Esquema da porca contra o desparafusamento.

Esta porca é projetada para ter uma unidade de inércia igual a 40 Ncm², sendo fabricada em aço 1020, com ferro - oxidação de tratamento superficial.

da equação (1)

$$J = \frac{7.84 * \pi * 1.3}{32} (2.6^4 - 1.5^4)$$

$$J = 40.65 \text{ gcm}^2$$

5. Momento de inércia do disco base B1.

Este disco é projetado para ter uma unidade de inércia igual a 40 Ncm², sendo fabricado em alumínio.

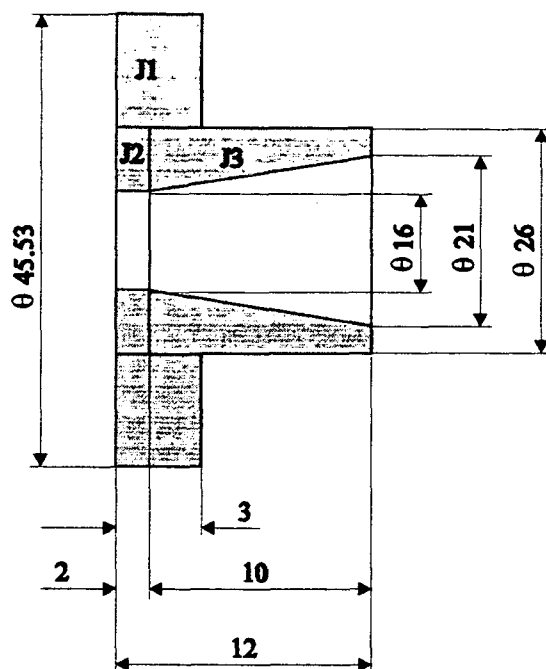


FIG.8 Esquema do disco base B1.

da equação (1)

$$J1 = \frac{2.6 * \pi * 0.3}{32} (4.553^4 - 2.6^4)$$

$$J1 = 29.407 \text{ gcm}^2$$

da equação (1)

$$J2 = \frac{2.6 * \pi * 0.2}{32} (2.6^4 - 1.6^4)$$

$$J2 = 1.998 \text{ gcm}^2$$

da equação (4)

$$J3 = \frac{2.6 * \pi * 1}{160} \left[5 * 2.6^4 - \frac{2.1^5 - 1.6^5}{2.1 - 1.6} \right]$$

$$J3 = 8.565 \text{ gcm}^2$$

sendo a inércia total de

$$J_{tot} = J1 + J2 + J3$$

$$J_{tot} = 39.97 \text{ gcm}^2$$

6. Momento de inércia do disco base B2.

Este disco é projetado para ter uma unidade de inércia igual a 80 Ncm², sendo fabricado em alumínio.

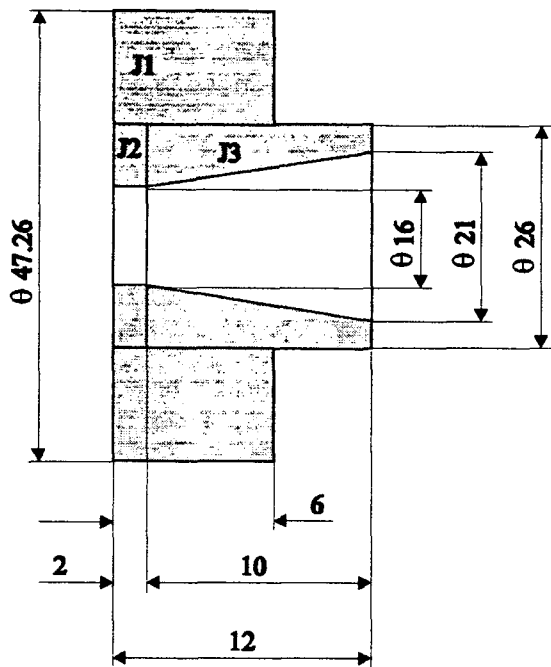


FIG.9 Esquema do disco base B2.

da equação (1)

$$J1 = \frac{2.6 * \pi * 0.6}{32} (4.726^4 - 2.6^4)$$

$$J1 = 69.402 \text{ gcm}^2$$

da equação (1)

$$J2 = \frac{2.6 * \pi * 0.2}{32} (2.6^4 - 1.6^4)$$

$$J2 = 1.998 \text{ gcm}^2$$

da equação (4)

$$J3 = \frac{2.6 * \pi * 1}{160} \left(5 * 2.6^4 - \frac{2.1^5 - 1.6^5}{2.1 - 1.6} \right)$$

$$J3 = 8.565 \text{ gcm}^2$$

sendo a inércia total de

$$J_{tot} = J1 + J2 + J3$$

$$J_{tot} = 79.96 \text{ gcm}^2$$

7. Momento de inércia do disco base B5.

Este disco é projetado para ter uma unidade de inércia igual a 200 Ncm², sendo fabricado em alumínio.

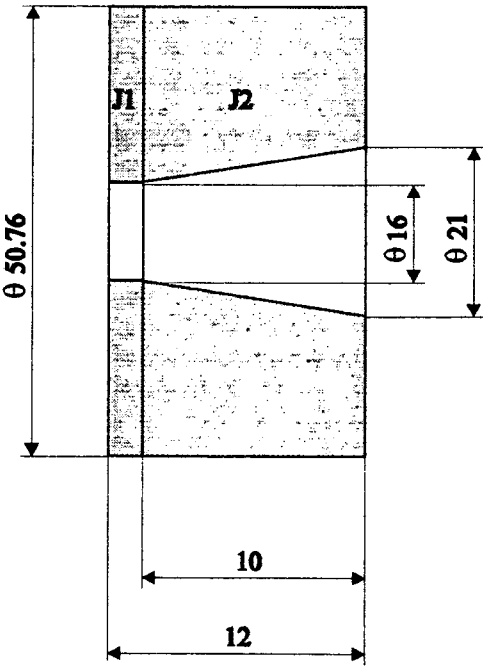


FIG.10 Esquema do disco base B5

da equação (1)

$$J1 = \frac{2.6 * \pi * 0.2}{32} (5.076^4 - 1.6^4)$$

$$J1 = 33.557 \text{ gcm}^2$$

da equação (4)

$$J_2 = \frac{2.6 * \pi * 1}{160} \left[5 * 5.076^4 - \frac{2.1^5 - 1.6^5}{2.1 - 1.6} \right]$$

$$J_2 = 166.358 \text{ gcm}^2$$

sendo a inércia total de

$$J_{\text{tot}} = J_1 + J_2$$

$$J_{\text{tot}} = 199.915 \text{ gcm}^2$$

8. Momento de inércia do disco auxiliar A1.

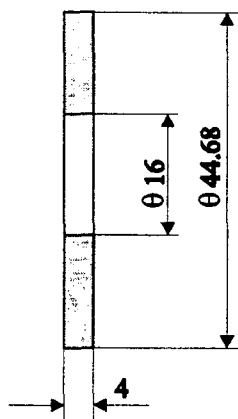


FIG.11 Esquema do disco auxiliar A1

Este disco é projetado para ter uma unidade de inércia igual a 40 Ncm², sendo fabricado em alumínio.

da equação (1)

$$J = \frac{2.6 * \pi * 0.4}{32} (4.468^4 - 1.6^4)$$

$$J = 40.02 \text{ gcm}^2$$

9. Momento de inércia do disco auxiliar A2.

Este disco é projetado para ter uma unidade de inércia igual a 80 Ncm^2 , sendo fabricado em alumínio.

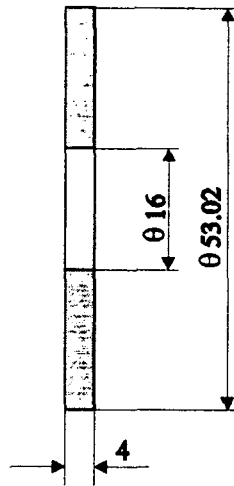


FIG.12 Esquema do disco auxiliar A2

da equação (1)

$$J = \frac{2.6 * \pi * 0.4}{32} (5.302^4 - 1.6^4)$$

$$J = 80.01 \text{ gcm}^2$$

10. Momento de inércia do disco auxiliar A5.

Este disco é projetado para ter uma unidade de inércia igual a 200 Ncm^2 , sendo fabricado em alumínio.

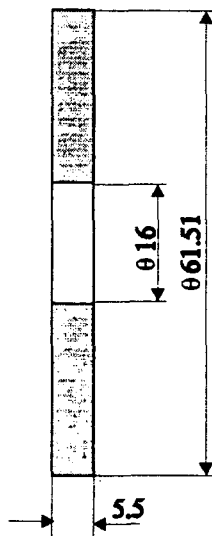


FIG.13 Esquema do disco auxiliar A5

da equação (1)

$$J = \frac{2.6 * \pi * 0.55}{32} (6.151^4 - 1.6^4)$$

$$J = 200.04 \text{ gcm}^2$$

11. Momento de inércia do disco auxiliar A10.

Este disco é projetado para ter uma unidade de inércia igual a 400 Ncm², sendo fabricado em alumínio.

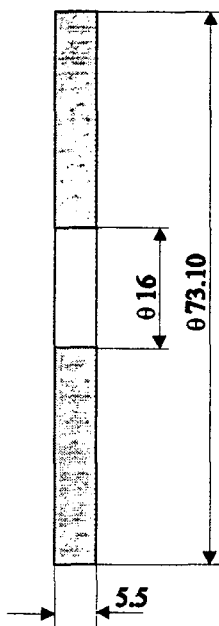


FIG.14 Esquema do disco auxiliar A10

da equação (1)

$$J = \frac{2.6 * \pi * 0.55}{32} (7.31^4 - 1.6^4)$$

$$J = 399.951 \text{ gcm}^2$$

12. Determinação do momento de inércia do acoplamento fleixe de discos elásticos.

O material do acoplamento é composto, utiliza alumínio na estrutura e aço inoxidável nos discos elásticos e cilindros de transmissão de movimento, inércias J6 e J5 respectivamente.

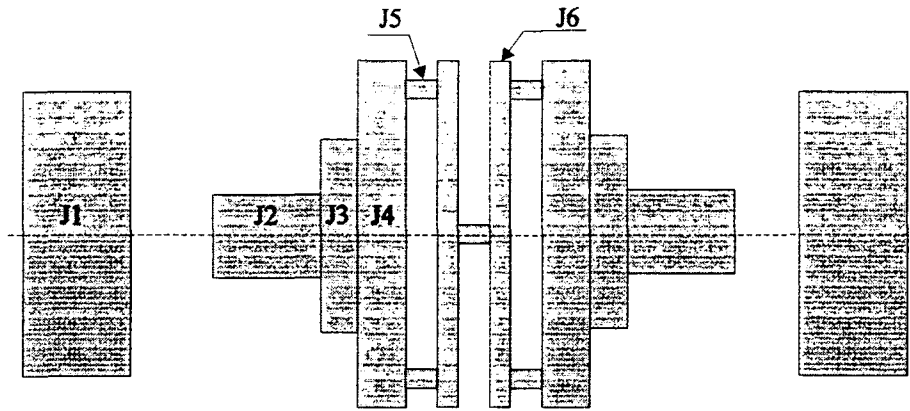


FIG.15 Esquema do acoplamento flexível mas torcionalmente rígido tipo feixe de discos elásticos.

da equação (1)

$$J1 = \frac{2.6 * \pi * 0.79}{32} (2.94^4 - 1.3^4)$$

$$J1 = 14.48 \text{ gcm}^2$$

da equação (1)

$$J2 = \frac{2.6 * \pi * 0.8}{32} (1.3^4 - 1^4)$$

$$J2 = 0.38 \text{ gcm}^2$$

da equação (1)

$$J3 = \frac{2.6 * \pi * 0.2}{32} (2^4 - 1^4)$$

$$J3 = 0.77 \text{ gcm}^2$$

da equação (1)

$$J4 = \frac{2.6 * \pi * 0.4}{32} (4^4 - 1^4)$$

$$J4 = 26.04 \text{ gcm}^2$$

onde a inércia de um dos seis cilindros pequenos de aço para determinação de J5, é:

da equação (1) a massa do cilindro pequeno é

$$\rho = \frac{m}{V}$$

$$m = \frac{\rho * \pi * L}{4} (D^2 - d^2)$$

$$m = \frac{7.841 * \pi * 0.48}{4} (0.6^2 - 0.24^2)$$

$$m = 0.9 \text{ g}$$

então, a inércia em torno do eixo axial é (Provenza 1989)

$$J_5 = J_c + m * l^2$$

$$J_5 = 0.047 + 0.9 * 1.675^2$$

$$J_5 = 2.57 \text{ gcm}^2$$

da equação (1) a inércia das lâminas de aço do acoplamento é:

$$J_6 = \frac{7.841 * \pi * 0.04}{32} (4^4 - 2.5^4)$$

$$J_6 = 6.67 \text{ gcm}^2$$

sendo a inércia total do acoplamento de

$$J_{\text{tot}} = 2 * (J_1 + J_2 + J_3 + J_4 + 3 * J_5 + J_6)$$

$$J_{\text{tot}} = 112.10 \text{ gcm}^2$$

BIBLIOGRAFIA

- 1 BAHNIOK, Douglas;GVORKI, John R.;BERARDINIS, Lawrence A. Electrical and electronic systems. **Machine Design**, USA, v.61, n.12, p.450-569, june 1989.
- 2 HAUSER, J.R. and CLAUSING,D.; **The house of Quality**. Harvard Business Review, May-June, 1988, p.63-73.
- 3 SHIGLEY, Joseph E.;Mitchell, Larry D. **Diseño en ingeniería mecánica**. 4.ed. México ; McGraw-Hill, 1985.
- 4 MANFÉ, Giovanni;POZZA, Rino;SCARATO, Giovanni. **Manual de desenho técnico mecânico**. Hemus, 1977.
- 5 PROVENZA, Francesco. **Projetista de máquinas** : Protec. Ed.1989. São Paulo, 1989.
- 6 GONÇALVES, Armando Albertazzi Jr. **Metrologia** : Laboratório de metrologia e automatização. Apostila da Pós-Graduação de Engenharia Mecânica UFSC, Florianópolis 1993.
- 7 SZYMANSKI, Dieter. Stran-gage-based torque-measuring test bench for stepping motors. **Reports in Applied Measurement HBM**. Darmstad, v.2, n.1, p.1-4, 1986.
- 8 ELECTRO-CRAFT / ROBBINS & MYERS. **DC Motors speed controls servo systems** : An Engineering handbook. 5.ed. Autumn, 1989.
- 9 MALVINO, A.P. **Eletrônica** : Volume 1. São Paulo : Mc.Graw-Hill do Brasil, 1987.
- 10 ELIZO, M.A. **Controlador de motores CC para Bus PC**. España, 1989. Trabajo de fin de carrera - I.A.I.
- 11 OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno**. 2.ed. Rio de Janeiro : Prentice Hall do Brasil, 1993.

- 12 SCHNEIDER, C.A. **Sistemas de medição**. Apostila da Pós-Graduação da Engenharia Mecânica UFSC, Florianópolis, 1993.
- 13 CANON. **Laser rotary encoder**. Catálogo de produtos.
- 14 FLESCH, C.A.. **Sistemas de medição**. Notas de aula UFSC, Florianópolis, 1993.
- 15 RUBIO, Juan C. **Controladora flexível multi - eixo para acionamentos fracionários de alta dinâmica**. Florianópolis, 1992. Dissertação (Maestrado em mecânica) - Setor do Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- 16 MARTIN, C.A. **Entrevista concedida**. Florianópolis 1994.
- 17 TELDIX. **Manual de operação do torquímetro**.
- 18 HONEYWELL. **Manual de operação do acionamento**.
- 19 MOBAC. **Manual de operação do freio**.
- 20 NATIONAL INSTRUMENTS. **NI-DAQ User Manual for PC Compatibles : Data Acquisition Software for the PC**. 320498b-01.ed. Austin,TX,September 1994.
- 21 HEIDENHAIN, DR. Johannes. **Mounting and Operating Instructions**. West Germany,nov 1980.
- 22 LITCHTBLAU, M. **Uma Contribuição ao Estudo da Dinâmica de posicionadores**. Florianópolis, 1988. Dissertação (Maestrado em Mecânica) - Setor do Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- 23 DOEBELIN, Ernest O. **Measurement systems : Application and design**. 4.ed. New York : McGraw-Hill, 1990.
- 24 ERNEST, A. Precise Positioning with Linear Encoders. **Machine Design**, USA, v.60, n.17, p.77-83, july 1988.

- 25 MARTIN, C.A. **Dinâmica de sistemas de Comando e Servomecanismos**. Polígrafo da Pós-Graduação na UFSC, Florianópolis, 1984.
- 26 KORDIK. **Dynamic torque measurement for step motor**. 5th International Symposium on motion Control, Illinois 1976.
- 27 MARTIN, C.A. **Acionamentos Eletro-mecânicos para Máquinas Ferramentas e Instrumentos**. Apostila da Pós-Graduação na UFSC, Florianópolis, 1995.
- 28 BELTRÃO, P.A. **Furadeira de Coordenadas com Comando Numérico para Placas de Circuito Impresso**. Florianópolis, 1991. Dissertação (Mestrado em Mecânica) - Setor do Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina.
- 29 NATIONAL INSTRUMENTS. **IEEE 488 and VXIbus Control, Data Acquisition, and Analysis**. Austin TX, 1993. Free Catalogue.
- 30 FÜRSTENAU, Eugênio. **Novo Dicionário de Termos Técnicos Ingles - Português**. 18.ed. São Paulo; Globo, 1994.
- 31 DESIGN ENGINEERING, **Torque measurement in rotating shafts - the optical alternatives**, USA, p.69-72, May 1989.
- 32 MOTORS. **Machine Design**, USA, p.60-91, May 19 1988.
- 33 HEIDENHAIN, DR. Johannes. **General Catalog**. Outubro 1994.
- 34 HEIDENHAIN, DR. Johannes. **Drehgeber**. Fevereiro 1988.
- 35 PHILIPS. **Data Handbook: Semiconductors**. Book S3. Neterlands, 1988.
- 36 HEWLETT - PACKARD. **The Power Transform: A Matematical Background**. USA. Manual 1991.
- 37 SERENSEN **DCR-B Series 1800 watt Power Suplies: Instruction Manual**. 1063914.ed. Chicago, IL, 1991

- 38 GROSS, Hans. General editor **Electrical Feed Drives for Machine Tools**. Berlin:Siemens Aktiengesellschaft, 1983.
- 39 SPIEGEL, Munray R. **Manual de Fórmulas, Métodos e Tabelas de Matemática**. 2.ed. São Paulo: Makron, Mc Graw-Hill, 1992. (Coleção Schaun).
- 40 MOCZALA, Helmut,Brinkmann, Kurt,Heine Gunter. **Elektrische Kleinstmotoren und ihr Einsatz**. Germany:Expert Verlag,1979.